

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

**VIỆN HÀN LÂM KHOA HỌC
VÀ CÔNG NGHỆ VIỆT NAM**

HỌC VIỆN KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ



Cao Trần Ngọc Tuấn

**PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN QUỸ ĐẠO CỦA XE LĂN ĐIỆN
ỨNG DỤNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT BẬC CAO**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN, ĐIỆN TỬ VÀ VIỄN THÔNG

TPHCM, 2025

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

VIỆN HÀN LÂM KHOA HỌC
VÀ CÔNG NGHỆ VIỆT NAM

HỌC VIỆN KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ

Cao Trần Ngọc Tuấn

PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN QUỸ ĐẠO CỦA
XE LĂN ĐIỆN ỨNG DỤNG PHƯƠNG PHÁP
ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT BẬC CAO

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT ĐIỆN, ĐIỆN TỬ VÀ VIỄN THÔNG

Ngành: Kỹ thuật điều khiển và tự động hoá

Mã số: 9520216

Xác nhận của Học viện
Khoa học và Công nghệ

Người hướng dẫn 1
(Ký, ghi rõ họ tên)

Người hướng dẫn 2
(Ký, ghi rõ họ tên)

TS. Trương Nguyên Vũ

PGS.TS. Hà Quang Phúc

TPHCM, 2025

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan luận án: “Phát triển phương pháp điều khiển quỹ đạo của xe lăn điện ứng dụng phương pháp điều khiển trượt bậc cao” là công trình nghiên cứu của chính mình dưới sự hướng dẫn khoa học của tập thể hướng dẫn. Luận án sử dụng thông tin trích dẫn từ nhiều nguồn tham khảo khác nhau và các thông tin trích dẫn được ghi rõ nguồn gốc. Các kết quả nghiên cứu của tôi được công bố chung với các tác giả khác đã được sự nhất trí của đồng tác giả khi đưa vào luận án. Các số liệu, kết quả được trình bày trong luận án là hoàn toàn trung thực và chưa từng được công bố trong bất kỳ một công trình nào khác ngoài các công trình công bố của tác giả. Luận án được hoàn thành trong thời gian tôi làm nghiên cứu sinh tại Học viện Khoa học và Công nghệ, Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam.

TPHCM, ngày tháng năm 20

Tác giả luận án
(Ký và ghi rõ họ tên)

LỜI CẢM ƠN

Lời đầu tiên, tôi xin trân trọng cảm ơn đến Ban Lãnh đạo Học Viện Khoa Học và Công Nghệ - Viện Hàn Lâm Khoa Học và Công Nghệ Việt Nam đã tạo điều kiện thuận lợi cho tôi trong quá trình học tập và nghiên cứu.

Tôi xin bày tỏ lòng kính trọng và biết ơn sâu sắc đến Thầy hướng dẫn, Tiến sĩ Trương Nguyên Vũ và PGS.TS Hà Quang Phúc. Quý Thầy đã nhiệt tình định hướng, hỗ trợ tôi hoàn thành luận án.

Xin cảm ơn Anh (Chị) cán bộ các phòng ban đã tạo điều kiện, trao đổi kinh nghiệm chuyên môn và hỗ trợ để tôi hoàn thành thực nghiệm luận án với kết quả tốt nhất.

Cuối cùng, xin cảm ơn đến gia đình, bạn bè, người thân đã động viên và dành cho tôi những tình cảm, chia sẻ những lúc khó khăn.

TPHCM, ngày.....tháng.....năm 2025

Tác giả luận án
(Ký và ghi rõ họ tên)

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	I
LỜI CẢM ƠN.....	II
DANH MỤC VIẾT TẮT.....	VI
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU	VII
DANH MỤC HÌNH	VIII
DANH MỤC BẢNG	XI
MỞ ĐẦU	1
Tính cấp thiết.....	1
Mục tiêu, đối tượng, phạm vi và phương pháp nghiên cứu	3
Ý nghĩa khoa học và thực tiễn.....	4
Các đóng góp mới của luận án	4
Cấu trúc nội dung luận án.....	4
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN	5
1.1 Tổng quan các nghiên cứu liên quan	5
1.1.1 Các nghiên cứu về điều khiển quỹ đạo xe lăn điện truyền thống.....	5
1.1.2 Các nghiên cứu về điều khiển quỹ đạo xe lăn điện dùng SMC.....	8
1.1.3 Các nghiên cứu về khử chattering trong SMC	10
1.2 Kết luận.....	11
1.2.1 Tổng kết tình hình nghiên cứu hiện nay.....	11
1.2.2 Các vấn đề nghiên cứu trong luận án	12
1.2.3 Giới hạn phạm vi nghiên cứu	13
CHƯƠNG 2. LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT VÀ PHƯƠNG PHÁP LOẠI BỎ CHATTERING.....	14
2.1 Ổn định tiệm cận và ổn định trong thời gian hữu hạn.....	14
2.1.1 Ổn định tiệm cận	14
2.1.2 Ổn định trong thời gian hữu hạn	16
2.2 Lý thuyết điều khiển trượt	19
2.2.1 Mặt trượt tuyến tính (Linear Sliding Mode – LSM)	20

2.2.2	Mặt trượt phi tuyến (Nonlinear Sliding Mode)	24
2.3	Loại bỏ “chattering” trong điều khiển trượt.	30
2.3.1	Phương pháp thay thế bằng hàm saturation	31
2.3.2	Phương pháp thay thế bằng hàm sigmoid	33
2.3.3	Phương pháp trượt bậc cao.....	35
2.4	Kết luận.....	41
CHƯƠNG 3. ROBOT DI ĐỘNG VÀ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN QUỸ ĐẠO ..		43
3.1	Giới thiệu mô hình.....	43
3.1.1	Mô hình động học (Kinematic)	45
3.1.2	Mô hình động lực học (Dynamic)	46
3.1.3	Các bất định trong mô hình.....	47
3.2	Phương pháp điều khiển quỹ đạo	49
3.3	Bộ điều khiển quỹ đạo dựa trên mặt trượt tuyến tính (LSM).....	52
3.3.1	Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt LSM	52
3.3.2	Mô phỏng.....	53
3.4	Bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt phi tuyến (NTSM)	60
3.4.1	Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt NTSM	60
3.4.2	Mô phỏng.....	62
3.5	Kết luận.....	67
CHƯƠNG 4. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN QUỸ ĐẠO BẰNG PHƯƠNG PHÁP TERMINAL SLIDING MODE BẬC 2		69
4.1	Mặt trượt TSM bậc 2	69
4.1.1	Đặc tính thời gian hội tụ của mặt trượt	69
4.1.2	Mô phỏng thời gian hội tụ của mặt trượt:	72
4.2	Điều khiển quỹ đạo dựa trên mặt trượt TSM bậc 2	74
4.2.1	Thiết kế bộ điều khiển	74
4.2.2	Mô phỏng.....	75
4.3	Thực nghiệm.....	79
4.3.1	Điều khiển động cơ DC	79

4.3.2 Điều khiển quỹ đạo.....	86
4.4 Kết luận:.....	92
KẾT LUẬN	94
Những nội dung nghiên cứu chính của luận án.....	94
Những đóng góp khoa học mới của luận án	94
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ	95
TÀI LIỆU THAM KHẢO	96

DANH MỤC VIẾT TẮT

Viết tắt	Ý nghĩa
SMC	Sliding Mode Control – Điều khiển trượt
DDMR	Differential Drive Mobile Robot – Robot dẫn động vi sai
LSM	Linear Sliding Mode – Điều khiển trượt tuyến tính
TSM	Terminal Sliding Mode – Điều khiển trượt Terminal
NTSM	Non-singular Terminal Sliding Mode – Điều khiển trượt Non-singular Terminal
2TSM	Second-order Terminal Sliding Mode - Điều khiển trượt Terminal bậc 2

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
v	m/s	Vận tốc dài của robot
ω	rad/s	Vận tốc góc của robot
θ	rad	Góc hướng của robot
L	m	$\frac{1}{2}$ khoảng cách trục bánh robot
d	m	Khoảng cách trọng tâm đến đến điểm đặt khối lượng robot
R	m	Đường kính bánh xe robot
I	kgm^2	Mô men quán tính
τ	Nm	Mô men xoắn
θ_e	rad	Sai số góc hướng của robot
d_e	m	Sai số vị trí của robot

DANH MỤC HÌNH

Hình 1.1 Kết quả mô phỏng điều khiển quỹ đạo của tác giả K. Maatoug.....	6
Hình 1.2 Kết quả mô phỏng bám quỹ đạo theo phương Y (a) và kết quả thực nghiệm (b) của tác giả Shojaei.....	6
Hình 1.3 Cấu trúc “ <i>Network</i> ” và kết quả mô phỏng điều khiển quỹ đạo của Li.Z.....	7
Hình 1.4 Kết quả mô phỏng bám quỹ đạo trong nghiên cứu của Trujillo.....	7
Hình 1.5 Kết quả thực nghiệm điều khiển quỹ đạo của Solea.....	9
Hình 1.6 Tín hiệu điều khiển trong nghiên cứu của B.B.Mevo.....	9
Hình 1.7 Tín hiệu điều khiển trong nghiên cứu của L.T.T.Uyên [15]	10
Hình 1.8 Sự biến đổi của hàm “sign” sang hàm “saturation” và hàm “sigmoid”	11
Hình 2.1 Hội tụ tiệm cận của hệ thống khi có và không có nhiễu.....	16
Hình 2.2 Đáp ứng hệ thống (2.1) với sự xuất hiện của nhiễu giữa hệ thống hội tụ trong thời gian hữu hạn (nét liền) và hội tụ tiệm cận (nét đứt).....	18
Hình 2.3 Đáp ứng trạng thái của hệ thống từ ban đầu về “0” trong SMC.....	20
Hình 2.4 Biểu đồ pha (LSM)	22
Hình 2.5 Đáp ứng biến trượt (LSM) với các hệ số k khác nhau	23
Hình 2.6 Tín hiệu điều khiển (LSM, $k = 5$)	23
Hình 2.7 Đáp ứng biến trạng thái (LSM) với các hệ số khác nhau (a) $\gamma = 1, k = 5; 15; 30$ (b) $\gamma = 1; 1,5; 2, k = 5$	24
Hình 2.8 Đáp ứng biến trạng thái của TSM.....	27
Hình 2.9 Tín hiệu điều khiển u (TSM) xuất hiện điểm kỳ dị.....	27
Hình 2.10 Biểu đồ pha giữa “NTSM” và “LSM”	29
Hình 2.11 Đáp ứng biến trạng thái giữa mặt trượt NTSM và LSM	30
Hình 2.12 Tín hiệu điều khiển NTSM.....	30
Hình 2.13 Đáp ứng biến trượt của mặt NTSM	30
Hình 2.14 Tín hiệu điều khiển khi sử dụng hàm $sat(s/\varepsilon)$ (màu đỏ).....	32
Hình 2.15 Đáp ứng của biến trượt khi dùng hàm $sat(s/\varepsilon)$	32
Hình 2.16 Đáp ứng của biến trạng thái giữa hàm $sign(s)$ và $sat(s/\varepsilon)$	32
Hình 2.17 Tín hiệu điều khiển giữa hàm $sats/\varepsilon$ và $sigmoid(s/\varepsilon)$	34
Hình 2.18 Đáp ứng biến trượt khi sử dụng hàm $sigmoid(s/\varepsilon)$	34
Hình 2.19 Biểu đồ pha khi sử dụng hàm $sigmoid(s/\varepsilon)$	34
Hình 2.20 Tín hiệu điều khiển	36
Hình 2.21 Đáp ứng biến trạng thái	36
Hình 2.22 Đáp ứng biến trượt.....	37
Hình 2.23 Biểu đồ pha	37

Hình 2.24 Tín hiệu điều khiển FOTSM.....	39
Hình 2.25 Đáp ứng biến trượt FOTSM	39
Hình 2.26 Đáp ứng biến trạng thái FOTSM	39
Hình 2.27 Biểu đồ pha FOTSM.....	40
Hình 2.28 Đáp ứng trạng thái của hệ thống FOTSM với hệ số thay đổi.....	40
Hình 3.1 Hệ tọa độ của DDMR	44
Hình 3.2 Bánh xe bên phải của DDMR.....	45
Hình 3.3 Khối lượng lớn gây bất định mô hình.....	48
Hình 3.4 Bất định về trọng tâm	48
Hình 3.5 Phương pháp điều khiển quỹ đạo	49
Hình 3.6 Sơ đồ điều khiển quỹ đạo	50
Hình 3.7 Tương quan vị trí giữa DDMR thực và DDMR tham chiếu	50
Hình 3.8 Lưu đồ điều khiển quỹ đạo trong mô phỏng.....	51
Hình 3.9 Lưu đồ điều khiển quỹ đạo trên DDMR thực.....	51
Hình 3.10 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)	54
Hình 3.11 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên).....	55
Hình 3.12 Đáp ứng biến trượt quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên).....	55
Hình 3.13 Sai số xác lập quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)	55
Hình 3.14 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)	56
Hình 3.15 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (LSM không lớp biên).....	56
Hình 3.16 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (LSM không lớp biên)	57
Hình 3.17 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (LSM có lớp biên)	57
Hình 3.18 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (LSM có lớp biên)	58
Hình 3.19 So sánh kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 giữa tín hiệu điều khiển có hàm sign (màu đỏ) so với tín hiệu điều khiển có hàm saturation (màu đen).....	58
Hình 3.20 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (LSM có lớp biên)	59
Hình 3.21 So sánh kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 giữa tín hiệu điều khiển có hàm sign (màu đỏ) so với tín hiệu điều khiển có hàm saturation (màu đen).....	59
Hình 3.22 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên)	63
Hình 3.23 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên).....	63
Hình 3.24 Sai số trạng thái quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên).....	63
Hình 3.25 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên).....	64
Hình 3.26 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (NTSM không lớp biên).....	64
Hình 3.27 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (NTSM không lớp biên).....	64
Hình 3.28 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên).....	65
Hình 3.29 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên)	65

Hình 3.30 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (NTSM có lớp biên)	66
Hình 3.31 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên).....	66
Hình 3.32 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (NTSM có lớp biên).....	66
Hình 4.1 Kết quả mô phỏng hội tụ tự nhiên của mặt 2TSM (natural response)...	73
Hình 4.2 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (2TSM)	76
Hình 4.3 Đáp ứng vận tốc theo quỹ đạo 1 (2TSM)	76
Hình 4.4 Sai số bám vận tốc (v, ω) theo quỹ đạo 1 (2TSM).....	77
Hình 4.5 Đáp ứng biến trượt theo quỹ đạo 1 (2TSM)	77
Hình 4.6 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (2TSM).....	78
Hình 4.7 Đáp ứng vận tốc theo quỹ đạo 2 (2TSM)	78
Hình 4.8 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (2TSM).....	78
Hình 4.9 DDMR được sử dụng trong thực nghiệm	79
Hình 4.10 Sơ đồ điều khiển tốc độ động cơ	80
Hình 4.11 Đáp ứng vận tốc của động cơ (PID)	81
Hình 4.12 Đáp ứng vận tốc của động cơ (LSM)	82
Hình 4.13 Đáp ứng vận tốc của động cơ (NTSM).....	82
Hình 4.14 Đáp ứng vận tốc của động cơ (2TSM)	83
Hình 4.15 Mô hình thử nghiệm động cơ DC	84
Hình 4.16 Bộ điều khiển PID (4.21).....	84
Hình 4.17 Bộ điều khiển LSM (4.22) với lớp biên ($\varepsilon = 0.01$)	85
Hình 4.18 Bộ điều khiển 2TSM (4.24)	85
Hình 4.19 Kết quả đáp ứng vận tốc dài giữa 3 phương pháp	86
Hình 4.20 Đáp ứng vận tốc góc (Rad/s)	87
Hình 4.21 Sơ đồ kết nối các thành phần DDMR	88
Hình 4.22 DDMR di chuyển theo quỹ đạo 1	89
Hình 4.23 Vận tốc thực bánh trái/phải của DDMR theo quỹ đạo 1(rpm)	89
Hình 4.24 DDMR di chuyển theo quỹ đạo 2	90
Hình 4.25 Vận tốc thực bánh trái/phải của DDMR theo quỹ đạo 2 (rpm)	90
Hình 4.26 Kết quả DDMR theo quỹ đạo 1 (Kịch bản 2&3).....	91

DANH MỤC BẢNG

Bảng 2-1 So sánh các phương pháp khử chattering	41
Bảng 3-1 Giới hạn vật lý của DDMR	49
Bảng 3-2 Thông số DDMR.....	54
Bảng 3-3 Bảng so sánh kết quả đáp ứng của phương pháp điều khiển LSM với trường hợp có và không có lớp biên	60
Bảng 3-4 Bảng so sánh kết quả đáp ứng của phương pháp điều khiển NTSM với trường hợp có và không có lớp biên	67
Bảng 4-1 Đáp ứng sai số vận tốc dài giữa các phương pháp.....	86
Bảng 4-2 Đáp ứng sai số vận tốc góc giữa các phương pháp.....	87
Bảng 4-3 Sai số vị trí kết quả thực nghiệm theo quỹ đạo 1 (kịch bản 1)	88
Bảng 4-4 Sai số vị trí kết quả thực nghiệm theo quỹ đạo 2 (kịch bản 1)	90
Bảng 4-5 Sai số vị trí giữa thực nghiệm và mô phỏng theo quỹ đạo 1	91
Bảng 4-6 Sai số vị trí giữa thực nghiệm và mô phỏng theo quỹ đạo 2	92

MỞ ĐẦU

Tính cấp thiết

Nhu cầu sử dụng xe lăn điện ngày càng tăng cao do rất nhiều nguyên nhân. Cụ thể theo thống kê, hiện nay (năm 2025) có khoảng 12% người trưởng thành tại Hoa Kỳ gặp phải hạn chế vận động dẫn đến khó khăn nghiêm trọng trong việc đi bộ hoặc leo cầu thang, và xấp xỉ 5,5 đến 6 triệu người trưởng thành sử dụng xe lăn để di chuyển [1].

Trong tổng số người sử dụng thì có đến 10% phản ánh gặp khó khăn nghiêm trọng hoặc không thể sử dụng xe lăn điện để thực hiện các hoạt động sinh hoạt hàng ngày và 40% người dùng xe lăn điện gặp vấn đề trong việc điều khiển, đặc biệt là khi di chuyển trong không gian hẹp, địa hình phức tạp [2]. Từ việc khó khăn trong điều khiển dẫn đến nhiều tai nạn nghiêm trọng xảy ra, trong đó từ 65-80% số vụ tai nạn liên quan đến lật xe hoặc ngã [3]. Để giải quyết vấn đề này, xe lăn điện tự động hoặc bán tự động đã nổi lên như một giải pháp giúp người sử dụng có thể điều khiển xe lăn điện tốt hơn, nhất là đối với những người bệnh lý nặng, không đảm bảo sức khỏe và sự linh hoạt để có thể tự điều khiển và đảm bảo an toàn.

Để phát triển các hệ thống xe lăn điện tự động, bên cạnh các nghiên cứu về tích hợp hệ thống cảm biến dẫn đường, hoặc phát triển các hệ giao tiếp như: Giao diện người-máy tính (Human-Computer Interface - HCI), hoặc giao diện não – máy tính (Brain-Computer Interface - BCI), thì vấn đề cốt lõi được nghiên cứu rộng rãi trong nhiều năm qua đó là điều khiển quỹ đạo (trajectory tracking control).

Lý do việc điều khiển quỹ đạo đóng vai trò rất quan trọng bởi vì các xe lăn điện phải hoạt động trong điều kiện tương đối phức tạp, tồn tại nhiều bất định, từ các bất định trong chính mô hình động lực học của nó như: khối lượng thay đổi, trọng tâm thay đổi, cho đến các nhiễu loạn bên ngoài như: bề mặt di chuyển (trơn trượt), độ dốc thay đổi,...v.v. Vì vậy cần phải có phương pháp điều khiển quỹ đạo đáng tin cậy để đảm bảo sự ổn định, chính xác và an toàn khi di chuyển qua các quỹ đạo, địa hình đa dạng.

Trong những năm qua đã có nhiều nghiên cứu về các giải pháp điều khiển quỹ đạo cho xe lăn điện hoặc robot di động vi sai (cơ cấu truyền động và mô hình tương tự xe lăn điện) [4]-[12], tuy nhiên các nghiên cứu này phần lớn đều không phản ánh đầy đủ các yếu tố bất định hoặc thiếu xét đến mô hình động lực nên không đảm bảo sự bền vững trước các thay đổi môi trường và nhiễu loạn, vì vậy kết quả hầu hết chỉ

dừng lại ở mô phỏng hoặc thực nghiệm trong môi trường thí nghiệm. Mặc dù bên cạnh đó cũng có một số nghiên cứu sử dụng phương pháp Sliding Mode Control [13]-[19] có đánh giá đến các yếu tố bất định trên, tuy nhiên các nghiên cứu này chỉ dừng lại ở mô phỏng vì sự xuất hiện của chattering, nguyên nhân chi tiết hơn sẽ được trình bày ở phần sau của luận án.

Chính vì vậy, việc nghiên cứu một phương pháp mới để điều khiển quỹ đạo xe lăn điện, đảm bảo được độ chính xác, sự bền vững trước các yếu tố bất định, và hơn nữa là có thể áp dụng vào thực tế là hết sức cần thiết.

Mục tiêu, đối tượng, phạm vi và phương pháp nghiên cứu

Mục tiêu nghiên cứu

Phát triển một phương pháp điều khiển quỹ đạo cho xe lăn điện áp dụng trượt bậc cao nhằm giải quyết vấn đề “chattering” trong điều khiển trượt để có thể áp dụng trực tiếp vào thực tế.

Đối tượng nghiên cứu

Nội dung nghiên cứu chính trong luận án là điều khiển quỹ đạo xe lăn điện có cơ cấu truyền động dạng vi sai (Differential Drive). Xét về khía cạnh mô hình hóa, đây là mô hình robot di động vi sai (Differential Drive Mobile Robot - DDMR), và đối với ứng dụng xe lăn điện, mô hình này phải được xét đến các yếu tố bất định mô hình và các nhiễu loạn khác.

Vì vậy, đối tượng nghiên cứu trong luận án là Robot di động truyền động vi sai (DDMR) có xét đến bất định mô hình và nhiễu loạn môi trường.

Phạm vi nghiên cứu

Luận án tập trung vào ứng dụng phương pháp trượt bậc cao để phát triển giải thuật điều khiển quỹ đạo cho DDMR có xét đến bất định mô hình và nhiễu loạn môi trường. Phương pháp điều khiển sẽ được kiểm chứng bằng mô phỏng và thử nghiệm thực tế trên DDMR.

Phương pháp nghiên cứu

Luận án tập trung vào việc ứng dụng trượt bậc cao cho bài toán điều khiển quỹ đạo của xe lăn điện. Đầu tiên, tác giả nghiên cứu tổng quan các phương pháp trượt và phương pháp khử chattering, từ đó chọn được phương pháp phù hợp cho nghiên cứu. Sau đó, mô hình động học (kinematic model) và động lực học (dynamic model) của DDMR được xây dựng, trong đó có xét đến các yếu tố bất định cần giải quyết (các yếu tố bất định được giới hạn). Từ mô hình đã có, tác giả phát triển một phương pháp điều khiển quỹ đạo ứng dụng trượt bậc cao hoàn toàn mới, đáp ứng được các yêu cầu về độ chính xác và tính bền vững thông qua chứng minh bằng toán học. Cuối cùng, kết quả được kiểm chứng bằng mô phỏng và sau đó thử nghiệm trên hệ DDMR thực tế.

Ý nghĩa khoa học và thực tiễn

Ý nghĩa khoa học: Đầu tiên là giải pháp thiết kế mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc cao giúp triệt tiêu “chattering” nhưng vẫn đảm bảo tính bền vững và độ chính xác. Thứ hai là giải thuật điều khiển quỹ đạo cho hệ DDMR với các bất định mô hình dựa trên phương pháp trượt bậc cao.

Ý nghĩa thực tiễn: Thiết kế được bộ điều khiển quỹ đạo có thể ứng dụng trực tiếp vào hệ DDMR, đảm bảo độ chính xác và tính bền vững trước các yếu tố bất định và nhiễu loạn.

Các đóng góp mới của luận án

- Thiết kế mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc 2, bao gồm khả năng tính toán thiết kế các thông số bộ điều khiển cũng như tính toán thời gian hội tụ các biến trạng thái, có thể ứng dụng vào hệ cơ điện thực tế.
- Thiết kế một bộ điều khiển quỹ đạo cho DDMR dựa trên Terminal Sliding Mode bậc 2, có thể ứng dụng vào thực tế.

Cấu trúc nội dung luận án

Bố cục luận án gồm 4 chương:

- **Chương 1:** Trình bày tổng quan về những nghiên cứu điều khiển quỹ đạo xe lăn điện, DDMR, và các nghiên cứu chuyên sâu về điều khiển trượt, từ đó định hướng đến nội dung nghiên cứu trong luận án.
- **Chương 2:** Trình bày lý thuyết về điều khiển trượt, các phương pháp triệt tiêu chattering hiện có, từ đó đưa ra sự lựa chọn phương pháp chính nghiên cứu trong luận án
- **Chương 3:** Giới thiệu, mô tả cụ thể mô hình hoá của DDMR, các yếu tố bất định có thể xảy ra và phương pháp điều khiển quỹ đạo, điều khiển động học, động lực học cho mô hình DDMR
- **Chương 4:** Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo DDMR dựa trên Terminal Sliding Mode bậc 2 bao gồm mô phỏng và thực nghiệm.
- **Kết luận**

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN

1.1 Tổng quan các nghiên cứu liên quan

1.1.1 Các nghiên cứu về điều khiển quỹ đạo xe lăn điện truyền thống

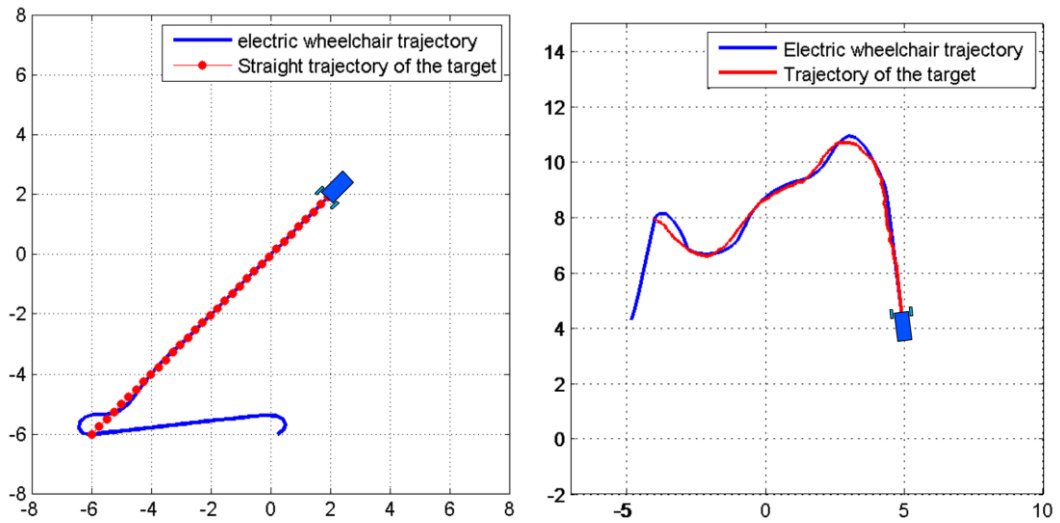
Những nghiên cứu đầu tiên về điều khiển quỹ đạo xe lăn điện xuất hiện vào cuối những năm 1990. Năm 1999 Caracciolo [5] và Sun.S [6] vào năm 2005 đã sử dụng phương pháp “linearization feedback control” để điều khiển quỹ đạo cho mobile robot. Cụ thể, trong nghiên cứu của mình, Sun.S đã sử dụng phương pháp điều khiển phản hồi tuyến tính dựa trên mô hình động học (kinematic model)

$$\begin{bmatrix} v \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{cases} -\frac{1}{\omega_r - x_4} \begin{bmatrix} (\dot{v}_r \sin x_3 + 2v_r x_4 \cos x_3 - v_r \omega_r \cos x_3) \\ -x_2(\omega_r - x_4)^2 - \lambda_1 + x_1(\lambda_2 - \dot{\omega}_r) \\ (\omega_r - x_4)(\lambda_2 - \omega_r) \end{bmatrix}, & |\omega| \geq \varepsilon, \\ -\frac{1}{\varepsilon} \begin{bmatrix} (\dot{v}_r \sin x_3 + 2v_r x_4 \cos x_3 - v_r \omega_r \cos x_3) \\ -x_2 \varepsilon^2 - \lambda_1 + x_1(\lambda_2 - \dot{\omega}_r) \\ \varepsilon(\lambda_2 - \omega_r) \end{bmatrix}, & |\omega| < \varepsilon, \end{cases} \quad (1.1)$$

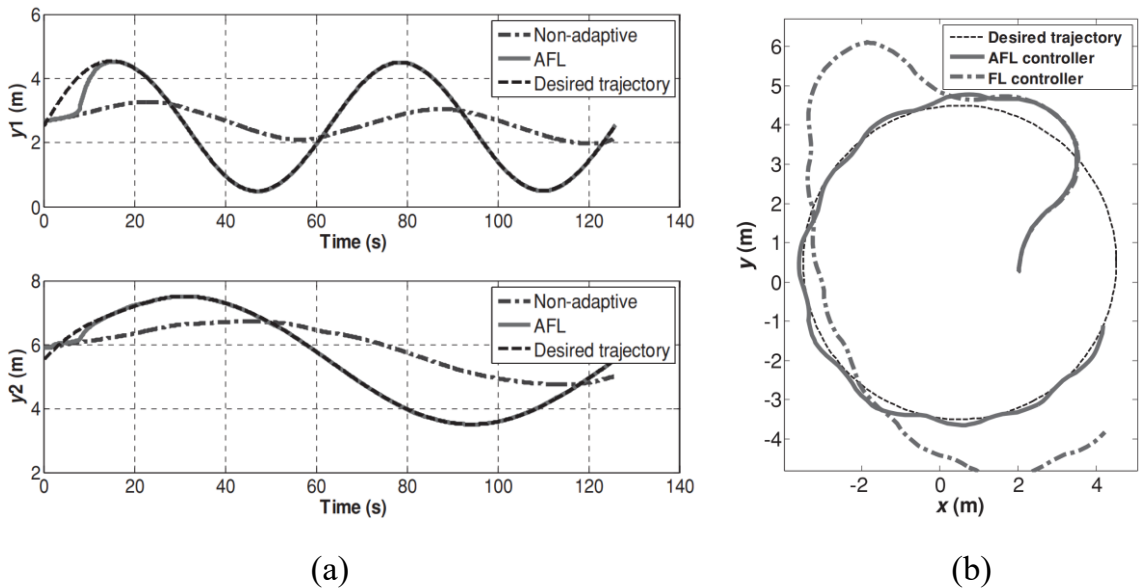
Ta có thể thấy trong luật điều khiển của Sun.S (1.1) tác giả chỉ xét đến các yếu tố động học, trong đó như $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$ tương ứng là các sai số vị trí theo phương x, y , sai số góc và sai số vận tốc góc của robot, λ_i là các hệ số điều khiển, v_r và ω_r là vận tốc dài và vận tốc góc tham chiếu tương ứng, ε là số dương nhỏ bất kỳ. Tương tự, vào năm 2019, K. Maatoug [7] đã đề xuất phương pháp điều khiển quỹ đạo dựa trên bộ điều khiển Fuzzy, năm 2023, tác giả A. Amrane [8] có đề xuất phương pháp điều khiển dựa trên bộ điều khiển PID. Điểm chung của các nghiên cứu này khi chỉ xét mô hình động học mà không xét động lực học đó là làm cho quá trình thiết kế bộ điều khiển đơn giản hơn, tập trung vào vị trí và hướng để theo dõi quỹ đạo, phù hợp với môi trường lý tưởng như sàn phẳng, công suất động cơ và năng lượng luôn đáp ứng đầy đủ, tức thời. Tuy nhiên, việc bỏ qua các thành phần lực, quán tính, ma sát khiến hiệu suất giảm trong điều kiện thực tế phức tạp (đường dốc, tải nặng), có thể gây sai số lớn, lệnh điều khiển không khả thi, hoặc mất ổn định. Hình 1.1 thể hiện kết quả mô phỏng bộ điều khiển của K. Maatoug, ta có thể thấy với quỹ đạo thẳng, bộ điều khiển đáp ứng khá tốt, tuy nhiên khi quỹ đạo thay đổi thì sai số đã xuất hiện khá lớn.

Để tăng tính chính xác cho bộ điều khiển, một vài nghiên cứu đã xét đến cả mô hình động lực, như nghiên cứu của tác giả T. Fukao và các cộng sự [9], tác giả Shojaei và các cộng sự [10] đã sử dụng điều khiển thích nghi (Adaptive control) áp dụng vào điều khiển quỹ đạo, có tính đến mô hình động lực và cả sự xuất hiện của tham số chưa biết (uncertainties). Ta có thể thấy trong kết quả mô phỏng (Hình 1.2a) của tác

giả *Shojaei*, bộ điều khiển thích nghi (nét liền) đã thể hiện kết quả rất tốt so với bộ điều khiển không thích nghi (nét đứt chấm), tuy nhiên khi thực nghiệm trên hệ thực thể (Hình 1.2b) thì bộ điều khiển thích nghi cũng không thể bám tốt như trên mô phỏng.



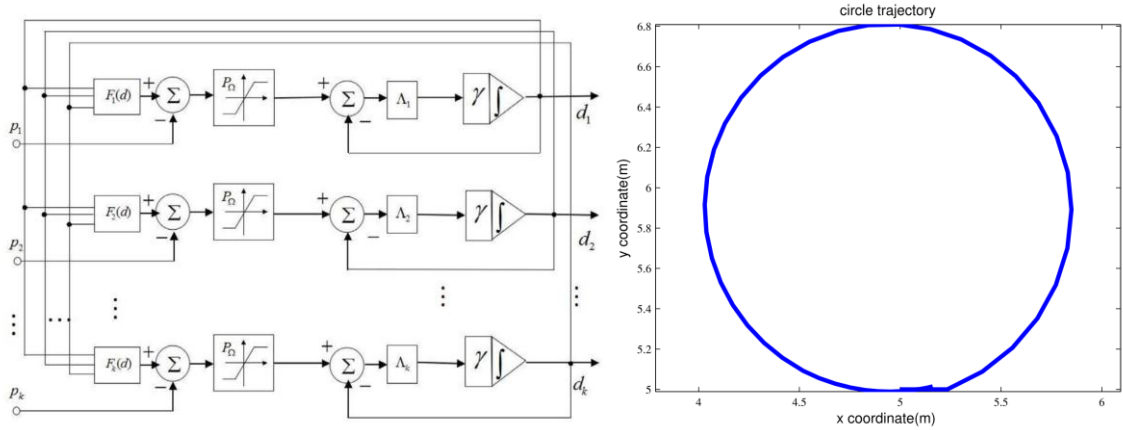
Hình 1.1 Kết quả mô phỏng điều khiển quỹ đạo của tác giả K. Maatoug



Hình 1.2 Kết quả mô phỏng bám quỹ đạo theo phương Y (a) và kết quả thực nghiệm (b) của tác giả *Shojaei*

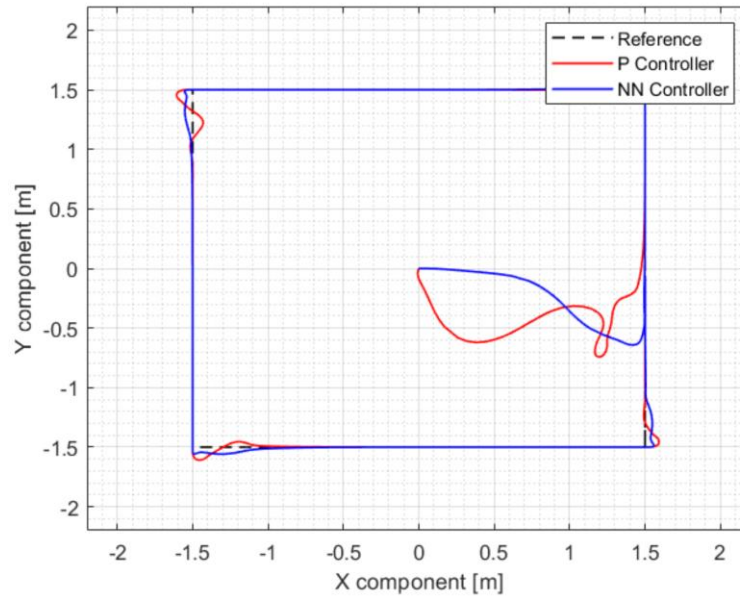
Bên cạnh phương pháp truyền thống, những năm gần đây đã xuất hiện nhiều nghiên cứu ứng dụng các phương pháp mới hơn như của Li.Z năm 2016 [11] sử dụng cách tiếp cận kết hợp “Neural-Dynamic Optimized Model Predictive”. Mặc dù sử dụng phương pháp điều khiển hiện đại, tuy nhiên phương pháp này tồn tại hai vấn đề rất lớn: một là phải sử dụng tài nguyên tính toán rất nhiều, hai là mô hình toán học phải chính xác, vì vậy nếu xuất hiện các yếu tố bất định hoặc mô hình không chính xác thì kết quả sẽ không được như kỳ vọng. Chính vì vậy, trong nghiên cứu các tác

giả cũng chỉ dừng lại ở điều khiển động học và thực nghiệm trong môi trường phòng thí nghiệm (Hình 1.3), không có các yếu tố bất định.



Hình 1.3 Cấu trúc “Network” và kết quả mô phỏng điều khiển quỹ đạo của Li.Z

Tương tự, năm 2023 Trujillo [12] đề xuất nghiên cứu “*Trajectory Tracking Control of a Mobile Robot using Neural Networks*”. Trong nghiên cứu, tác giả cũng không xét đến hệ động lực, nên kết quả cũng dừng lại ở mô phỏng (Hình 1.4), dù kết quả khá tốt nhưng cũng chưa được kiểm chứng trong thực nghiệm.



Hình 1.4 Kết quả mô phỏng tám quỹ đạo trong nghiên cứu của Trujillo

Do những hạn chế về tính bền vững của các phương pháp điều khiển truyền thống, phương pháp điều khiển trượt (Sliding Mode Control – SMC) đã nổi lên như một giải pháp ưu việt hơn, vừa đảm bảo độ chính xác cao, vừa bền vững trong điều kiện có yếu tố bất định. Tuy có nhiều ưu điểm nổi bật, SMC vẫn tồn tại một số nhược điểm nhất định khi ứng dụng thực tế, cần được liên tục nghiên cứu cải tiến và khắc

phục. Những hạn chế này sẽ được làm rõ thông qua các nghiên cứu được trình bày ở phần tiếp theo của luận án.

1.1.2 Các nghiên cứu về điều khiển quỹ đạo xe lăn điện dùng SMC

Với ưu điểm bền vững, các ứng dụng SMC trong điều khiển quỹ đạo của DDMR có tính đến yếu tố động lực học (dynamic) và các thành phần không xác định (uncertainties) được nghiên cứu rộng rãi trong nhiều năm qua.

Năm 2009, Solea [13] đề xuất nghiên cứu “*Sliding-mode control for trajectory-tracking of a Wheeled Mobile Robot in presence of uncertainties*” sử dụng mặt trượt SMC thông thường (1.2) (Lý thuyết về SMC sẽ được trình bày trong Chương 2):

$$\begin{aligned} s_1 &= \dot{x}_e + \gamma_1 \cdot x_e, \\ s_2 &= \dot{\theta}_e + \gamma_2 \cdot \theta_e + \gamma_0 \cdot \text{sgn}(\theta_e) \cdot |y_e| \end{aligned} \quad (1.2)$$

Trong đó $x_e, y_e, \theta_e, \dot{x}_e, \dot{\theta}_e$ lần lượt là các sai số quỹ đạo theo phương x, y , sai số góc và các đạo hàm của chúng. Trong nghiên cứu này, tác giả sử dụng tín hiệu điều khiển (1.3) có sự xuất hiện của hàm $\text{sgn}()$. Đây là một hàm không liên tục, dao động qua lại giữa hai giá trị $[-1; 1]$. Chính vì vậy sẽ gây ra hiện tượng “chattering”, đây là hiện tượng dao động với tần số cao quanh một giá trị của tín hiệu điều khiển.

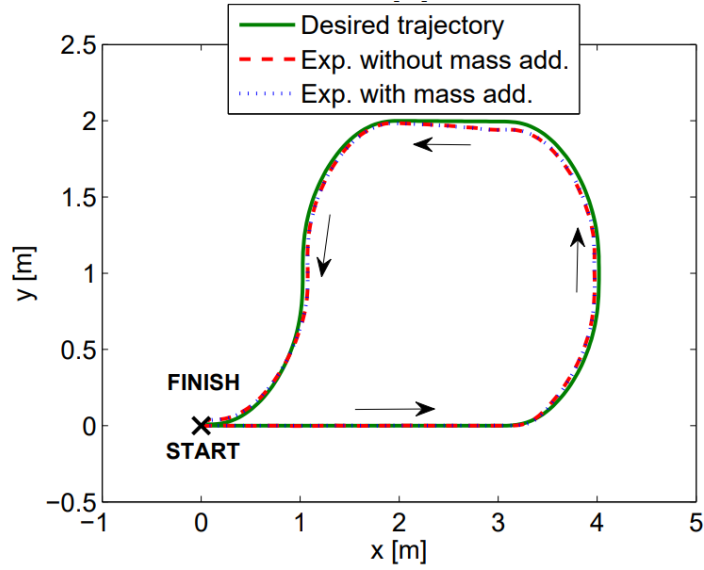
$$u = u_{eq} - k \cdot \text{sgn}(s) \quad (1.3)$$

Hiện tượng “chattering” sẽ gây ra rất nhiều tác hại, trong đó vấn đề lớn nhất khi áp dụng vào thực tế là gây hư hỏng các hệ thống cơ điện. Chính vì vậy, trước khi tiến hành thử nghiệm, tác giả đã sử dụng một phương pháp khá phổ biến để khử hiện tượng “chattering”, đó là phương pháp sử dụng “lớp biên” (1.4), trong đó hàm $\text{sgn}()$ được thay bằng hàm $\text{sat}()$ giúp tín hiệu mượt mà hơn. Kết quả sau khi áp dụng lên hệ thực tế được thể hiện trong Hình 1.5.

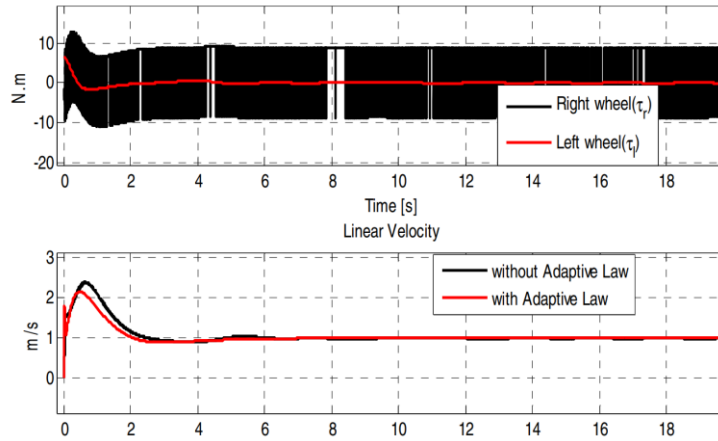
$$\text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\phi} & \text{if } \left|\frac{s}{\phi}\right| \leq 1 \\ \text{sgn}\left(\frac{s}{\phi}\right) & \text{if } \left|\frac{s}{\phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (1.4)$$

Sau đó, tiếp tục nhiều nghiên cứu được đề xuất ứng dụng các biến thể mặt trượt khác nhau của SMC như tác giả B.B.Mevo [14] năm 2018 đã đề xuất nghiên cứu “*Adaptive Sliding Mode Control of Wheeled Mobile Robot with Nonlinear Model and Uncertainties*” sử dụng mặt trượt (1.5). Tương tự như nghiên cứu của Solea, bộ điều khiển của B.B.Mevo cũng xuất hiện “chattering” (Hình 1.6), nên nghiên cứu chỉ dừng lại ở mô phỏng.

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_1(t) \end{bmatrix} = e_c(t) + \beta \int e_c(t) dt \quad (1.5)$$

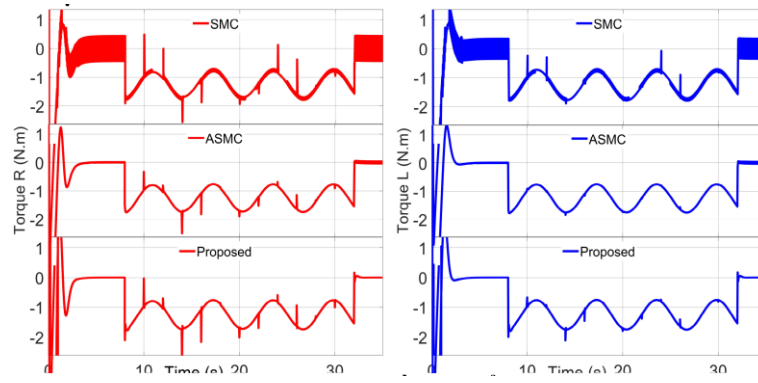


Hình 1.5 Kết quả thực nghiệm điều khiển quỹ đạo của Solea



Hình 1.6 Tín hiệu điều khiển trong nghiên cứu của B.B.Mevo

Ở Việt Nam, gần đây đã có một số nghiên cứu ứng dụng điều khiển trượt cho robot di động như của tác giả L.T.T.Uyên (2024) [15], tác giả đã đề xuất giải pháp kết hợp bộ quan sát mở rộng (ESO) nhằm làm giảm “chattering” trong tín hiệu điều khiển (Hình 1.7). Tuy nhiên nghiên cứu vẫn tồn tại hai vấn đề chính, đó là hiện tượng “chattering” mặc dù có giảm nhưng không triệt tiêu hoàn toàn và bên cạnh đó, việc lựa chọn các thông số cho bộ ESO tương đối phức tạp, đòi hỏi độ chính xác cao và khó thực hiện đối với các môi trường có biên độ nhiễu cao và bất định lớn như xe lăn điện.



Hình 1.7 Tín hiệu điều khiển trong nghiên cứu của L.T.T.Uyen [15]

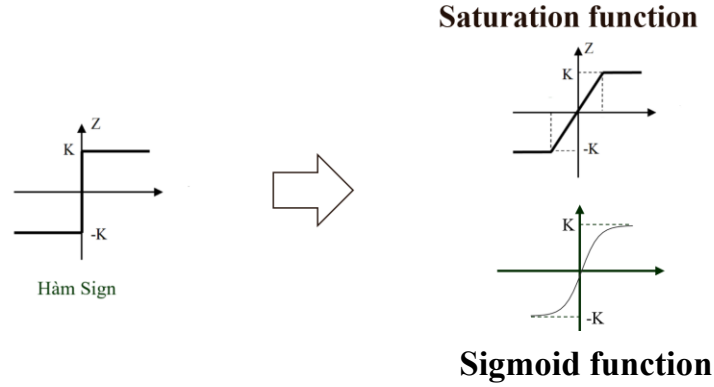
Tác giả N.M.Đông (2022) [16] đề xuất giải pháp sử dụng mặt trượt động (DSC) cũng nhằm giải quyết vấn đề “chattering”, tuy nhiên bản chất của phương pháp là đặt một bộ lọc vào mặt trượt, điều này tuy có làm giảm “chattering” nhưng dẫn đến khả năng làm trễ tín hiệu điều khiển cũng như tồn tại vấn đề khó khăn việc lựa chọn các thông số chính xác cho bộ lọc.

Bên cạnh đó, nhiều tác giả như J.Yang (1999) [17], Lingrong (2011) [18], Nikranjbar (2018) [19] cũng đề xuất các phương pháp sử dụng SMC bậc 1 nên xuất hiện hiện tượng chattering tương tự các nghiên cứu trên, vì vậy các tác giả chỉ dừng lại ở môi trường mô phỏng chứ không tiến hành thực nghiệm trên DDMR thực tế.

Ta có thể thấy mặc dù được nghiên cứu trong nhiều năm qua, tuy nhiên việc ứng dụng SMC vào điều khiển quỹ đạo cho DDMR chưa được ứng dụng thực tế rộng rãi mà chỉ dừng lại ở môi trường mô phỏng do sự xuất hiện của “chattering”, hoặc phải sử dụng một số kỹ thuật đặc biệt như “lớp biên” trước khi thử nghiệm trên hệ DDMR thực tế. Để khắc phục vấn đề này, có rất nhiều nghiên cứu được thực hiện nhằm triệt tiêu hiện tượng chattering trong SMC sẽ được trình bày trong mục tiếp theo.

1.1.3 Các nghiên cứu về khử chattering trong SMC

Lần đầu tiên, từ năm 1977 Utkin [20] đã đề xuất phương pháp “lớp biên”, đây cũng là phương pháp đơn giản và phổ biến thường được sử dụng. Ý tưởng chính là dùng hàm “sigmoid” hoặc hàm “saturation” với mục đích khử sự chuyển đổi không liên tục trong tín hiệu điều khiển (discontinuous signal).



Hình 1.8 Sự biến đổi của hàm “sign” sang hàm “saturation” và hàm “sigmoid”

Tuy giải pháp sử dụng “lớp biên” có thể được sử dụng trong một số ứng dụng nhất định, tuy nhiên nhược điểm rất lớn là sẽ làm giảm độ chính xác và tính bền vững của bộ điều khiển. Chính vì vậy, từ đó đến nay đã liên tục có những nghiên cứu khác nhau nhằm giải quyết vấn đề “chattering” mà có thể khắc phục được nhược điểm của phương pháp “lớp biên”. Cụ thể năm 1998, G. Bartolini [22], năm 2005-2007, Levant [23],[24] đề xuất việc nâng bậc cho mặt trượt, từ đó sẽ khiến tín hiệu điều khiển xuất hiện tích phân của hàm *sign* (ví dụ $u = \int \text{sign}(s)dt$) thay vì hàm *sign* trực tiếp, giúp tín hiệu điều khiển mượt mà hơn. Đặc biệt hơn, năm 2014, Y.Feng [25] đề xuất mặt trượt bậc cao mũ hữu tỉ (Full order Terminal Sliding Mode control):

$$s = x_1^{(n)} + c_n \text{sgn}(x_1^{(n-1)}) \left| x_1^{(n-1)} \right|^{\alpha_n} + \dots + c_1 \text{sgn}(x_1) |x_1|^{\alpha_1} \quad (1.6)$$

Các phương pháp trên đều có những ưu, nhược điểm khác nhau. Năm 2021, Xinghuo Yu và Yong Feng [26] đã có một nghiên cứu tổng hợp về các phương pháp điều khiển SMC, cụ thể trong Terminal Sliding Mode control và các phương pháp nâng bậc cho mặt trượt nhằm loại bỏ hiện tượng “chattering”. Trong đó, các tác giả đã trình bày các ưu điểm vượt trội của mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc cao (1.6) trong việc giải quyết vấn đề chattering mà vẫn giữ được tính bền vững của SMC so với các phương pháp khác. Tuy nhiên nhược điểm là không thể tính toán các thông số của bộ điều khiển cũng như thời gian hội tụ của biến trạng thái, đây là vấn đề khiến cho Terminal Sliding Mode bậc cao dù có rất nhiều ưu điểm nhưng chưa được ứng dụng thực tế (Vấn đề được trình bày chi tiết trong Mục 2.3.3.2).

1.2 Kết luận

1.2.1 Tổng kết tình hình nghiên cứu hiện nay

Dựa trên tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước về điều khiển quỹ đạo cho xe lăn điện và một số loại robot di động tương đương, ta có thể kết luận như sau:

- Các phương pháp điều khiển truyền thống có thể đáp ứng tốt trong môi trường điều kiện không có quá nhiều bất định như: không có sự thay đổi nhiều về khối lượng, trọng tâm và điều kiện tiếp xúc với mặt đất ..v.v. Tuy nhiên nếu xuất hiện các yếu tố bất định, nhiều lớn thì phương pháp điều khiển truyền thống không thể đảm bảo được đáp ứng như mong muốn.
- Phương pháp điều khiển trượt có thể giải quyết tốt các vấn đề bất định và nhiễu trong bài toán điều khiển quỹ đạo. Tuy nhiên nhược điểm cố hữu của phương pháp này là hiện tượng “chattering” gây ra rất nhiều khó khăn khi ứng dụng vào thực tế. Các nghiên cứu trong và ngoài nước về việc triệt tiêu “chattering” để ứng dụng vào thực tế điều khiển quỹ đạo chủ yếu tập trung vào mặt trượt bậc nhất, kết hợp các bộ lọc hoặc bộ quan sát [15]-[16], hoặc sử dụng phương pháp lớp biên [18] tuy có thể giải quyết vấn đề này nhưng lại phải đánh đổi bằng độ chính xác, độ trễ điều khiển và một số vấn đề khác.
- Giải pháp nâng bậc cho mặt trượt được bắt đầu nghiên cứu rộng rãi từ những năm 2000 nhằm khắc phục các nhược điểm trên mà vẫn đảm bảo các ưu điểm của SMC. Trong đó, mặt trượt tuyến tính bậc cao [22]-[24] đã được nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp, bên cạnh đó, mặt trượt phi tuyến (mặt trượt terminal) bậc cao [25] đã được Y.Feng đề xuất vào năm 2014 với những ưu điểm vượt trội hơn so với mặt trượt tuyến tính như: sai số nhỏ hơn, hội tụ trong thời gian hữu hạn. Tuy nhiên với các vấn đề còn tồn đọng như đã nói ở trên khiến cho mặt trượt phi tuyến bậc cao chưa thể được ứng dụng rộng rãi, đây sẽ là trọng tâm cần giải quyết trong luận án của nghiên cứu sinh nhằm đưa mặt trượt Terminal bậc 2 (2TSM) vào ứng dụng điều khiển quỹ đạo thực tế.

1.2.2 Các vấn đề nghiên cứu trong luận án

Từ những tổng kết tình hình nghiên cứu ở trên, luận án sẽ tập trung vào nghiên cứu các vấn đề chính sau đây:

- Nghiên cứu giải quyết hai vấn đề chính còn tồn đọng trong việc thiết kế 2TSM:
 - Đưa ra giải pháp tính toán thông số 2TSM
 - Tính toán thời gian hội tụ hệ thống khi áp dụng 2TSM
- Nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo cho DDMR dựa trên 2TSM với sự xuất hiện của các yếu tố bất định mô hình.
- Tiến hành thực nghiệm trên hệ DDMR thực tế.

1.2.3 Giới hạn phạm vi nghiên cứu

Luận án chủ yếu tập trung vào đưa ra một phương pháp điều khiển quỹ đạo hoàn toàn mới dựa trên 2TSM có thể ứng dụng trong điều khiển quỹ đạo robot dẫn động vi sai với các yếu tố bất định và nhiễu lớn, cụ thể là có thể ứng dụng vào xe lăn điện.

Do luận án sẽ tập trung vào phát triển một giải thuật điều khiển mới, vì vậy khi tiến hành thực nghiệm, tác giả sẽ thực hiện trên mô hình robot di động với các kịch bản xuất hiện yếu tố bất định để thuận tiện trong việc hiệu chỉnh và thay đổi thuật toán thay vì thực nghiệm trên một xe lăn điện hoàn chỉnh.

CHƯƠNG 2. LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT VÀ PHƯƠNG PHÁP LOẠI BỎ CHATTERING

2.1 Ổn định tiệm cận và ổn định trong thời gian hữu hạn

Để hiểu rõ hơn về các quá trình phát triển của SMC cũng như ưu và nhược điểm của các phương pháp lựa chọn mặt trượt trong SMC, ta cần xem xét khái niệm về “*ổn định tiệm cận*” (Asymptotic stability) và “*ổn định trong thời gian hữu hạn*” (Finite-time stability) trong lý thuyết điều khiển.

2.1.1 Ổn định tiệm cận

Một hệ thống được gọi là ổn định tiệm cận nếu, khi hệ thống bị rời khỏi trạng thái cân bằng (equilibrium) thì nó sẽ trở về trạng thái cân bằng và hội tụ về điểm cân bằng khi thời gian tiến tới vô cực ($t \rightarrow \infty$) [27].

Để thấy rõ, ta xét hệ bậc 1:

$$\dot{x} = u + f(x, t) \quad (2.1)$$

Trong đó: u là tín hiệu điều khiển, $f(x, t)$ là các yếu tố ảnh hưởng bởi trạng thái x . Nếu chọn tín hiệu điều khiển là:

$$u = -f(x, t) - \gamma x, \gamma > 0 \quad (2.2)$$

Thì hệ (2.1) sẽ trở thành:

$$\dot{x} = -\gamma x \quad (2.3)$$

Và hệ thống sẽ hội tụ về trạng thái cân bằng theo phương trình sau:

$$x(t) = x(0)e^{-\gamma t} \quad (2.4)$$

Ta thấy:

$$x(t) = x(0)e^{-\gamma t} \rightarrow 0 \quad \text{ khi } t \rightarrow \infty$$

Trong đó:

$x(t)$: trạng thái x ở thời điểm hệ cân bằng.

$x(0)$: trạng thái x ở thời điểm bắt đầu mất cân bằng.

❖ Khi xuất hiện yếu tố bất định:

Trường hợp trên được xét trong điều kiện lý tưởng, trong thực tế sẽ xuất hiện thêm các yếu tố nhiễu ảnh hưởng, ví dụ như: nhiệt độ, rung động, trọng lượng,...v.v. Nếu xét đến các ảnh hưởng này, hệ (2.1) sẽ trở thành:

$$\dot{x} = u + f(x, t) + \Delta f \quad (2.5)$$

Trong đó Δf là các yếu tố nhiễu không biết trước.

Nếu vẫn áp dụng tín hiệu điều khiển (2.2) thì hệ (2.1) trở thành:

$$\dot{x} = -\gamma x + \Delta f \quad (2.6)$$

Vì có sự xuất hiện của Δf nên để chứng minh hệ thống vẫn sẽ trở về trạng thái cân bằng, ta xét hàm Lyapunov:

$$V = 0.5x^2 \quad (2.7)$$

Lấy đạo hàm V theo thời gian t , ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x\dot{x} \\ &= x(-\gamma x + \Delta f) \\ &= -\gamma x^2 + x\Delta f \end{aligned} \quad (2.8)$$

Để đảm bảo hệ thống về trạng thái cân bằng thì V phải thoả mãn điều kiện sau:

$$\begin{cases} \lim_{|s| \rightarrow \infty} V = \infty \\ \dot{V} < 0, \forall x \in \mathbb{R} \setminus \{0\} \end{cases} \quad (2.9)$$

Ta thấy chỉ cần chọn giá trị $\gamma > 0$ đủ lớn thì điều kiện (2.9) được đảm bảo, và hệ thống sẽ trở về trạng thái ổn định, nghĩa là đối với các hệ thống có điểm cân bằng là hằng số thì $\dot{x} \rightarrow 0$, vậy phương trình (2.6) trở thành:

$$\begin{aligned} 0 &= -\gamma x + \Delta f \\ \rightarrow x &= \frac{\Delta f}{\gamma} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Có nghĩa là:

$$x(t) \rightarrow \frac{\Delta f}{\gamma} \quad khi \quad t \rightarrow \infty \quad (2.11)$$

Để làm rõ hơn, ta quan sát ví dụ 2.1.

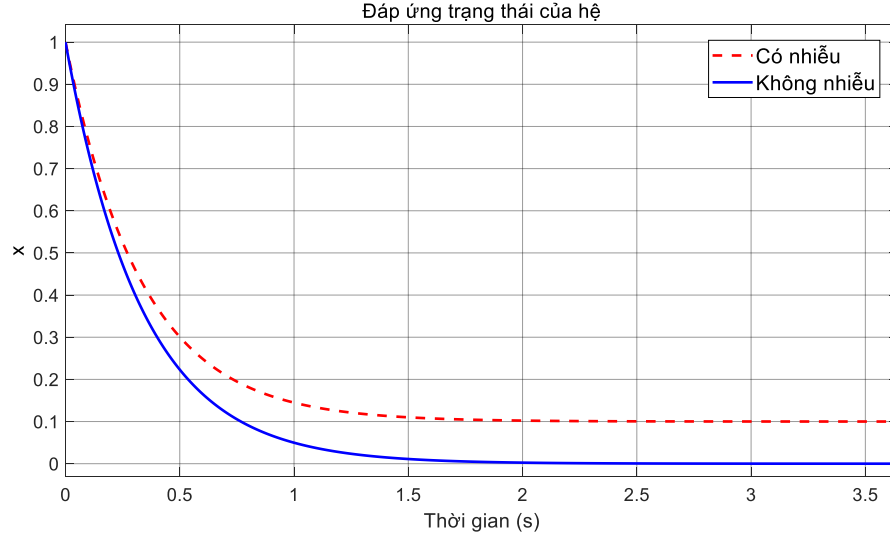
Ví dụ 2.1: Xét hệ:

$$\dot{x} = u + 2x + \Delta f \quad (2.12)$$

Trong đó $\Delta f = 0,3$ là nhiễu không xác định. Ta điều khiển để x hội tụ về “0” từ giá trị ban đầu khác “0”, tín hiệu điều khiển được chọn là: $u = -5x$. Hệ (2.12) trở thành:

$$\dot{x} = -3x + 0,3$$

Hình 2.1 thể hiện đáp ứng của hệ (2.12) từ giá trị ban đầu $x_0 = 1$ về $x_t = 0$ trong trường hợp không có nhiễu ($\Delta f = 0$) và khi có nhiễu ($\Delta f = 0,3$). Ta thấy với trường hợp xuất hiện nhiễu, trạng thái x sẽ hội tụ về $\frac{\Delta f}{\gamma} = \frac{0,3}{3} = 0,1$.



Hình 2.1 Hội tụ tiệm cận của hệ thống khi có và không có nhiễu

Ta có thể thấy nếu điều khiển hệ thống về trạng thái ổn định tiệm cận trong thực tế sẽ không thể đưa về giá trị mong muốn, đặc biệt là đối với các trường hợp xuất hiện nhiễu lớn. Trong trường hợp chọn γ rất lớn dù có thể làm giảm sai số về gần “0”, tuy nhiên điều này không phải là giải pháp tối ưu khi áp dụng vào thực tế bởi các giới hạn vật lý của hệ thống như: năng lượng, công suất động cơ,..v.v.

Chính vì vậy, một hướng tiếp cận khác được đề xuất, đó là điều khiển hệ thống về chính xác điểm cân bằng hoặc “0” trong *thời gian hữu hạn* nhằm đáp ứng tốt hơn các yêu cầu trong điều khiển thực tế.

2.1.2 Ổn định trong thời gian hữu hạn

Như đã trình bày trong mục 2.1.1, với tín hiệu điều khiển (2.2), hệ thống sẽ về điểm cân bằng khi $t \rightarrow \infty$. Tuy nhiên với cách tiếp cận khác, nếu xét tín hiệu điều khiển như (2.13), hệ thống sẽ trở về trạng thái cân bằng trong thời gian hữu hạn $t < \infty$ [27].

$$u = -f(x, t) - \gamma x^{\frac{p}{q}}, \quad \gamma > 0 \quad (2.13)$$

Trong đó:

$$0 < \frac{p}{q} < 1; \quad p, q \text{ là số lẻ} \quad (2.14)$$

Với tín hiệu điều khiển trên thì hệ thống (2.1) sẽ trở thành:

$$\dot{x} = -\gamma x^{\frac{p}{q}} \quad (2.15)$$

$$\frac{dx}{dt} = -\gamma x^{\frac{p}{q}}$$

$$x^{-p/q} dx = -\gamma dt$$

Lấy tích phân theo thời gian t , ta được:

$$x(t)^{\frac{q-p}{q}} = x(0)^{\frac{q-p}{q}} - \frac{q}{q-p} \gamma t \quad (2.16)$$

Suy ra:

$$x(t) \rightarrow 0 \quad \text{tại} \quad t = \frac{x(0)^{1-\alpha(1-\alpha)}}{\gamma}, \quad \alpha = p/q \quad (2.17)$$

Trong đó:

$x(t)$: trạng thái x ở thời điểm hệ cân bằng.

$x(0)$: trạng thái x ở thời điểm bắt đầu mất cân bằng.

Từ công thức tính thời gian hội tụ (2.17) ta có thể thấy lý do chọn các điều kiện như (2.14) là để đảm bảo t có nghĩa ($0 < t < \infty$).

❖ Khi xuất hiện yếu tố bất định

Ta thêm yếu tố nhiễu không xác định Δf , với tín hiệu điều khiển không thay đổi, hệ (2.1) sẽ trở thành:

$$\dot{x} = -\gamma x^{p/q} + \Delta f \quad (2.18)$$

Để đảm bảo hệ thống về trạng thái cân bằng, ta xét hàm Lyapunov: $V = 0.5x^2$

Lấy đạo hàm V theo thời gian t , ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x\dot{x} \\ &= -\gamma x^{p/q+1} + x\Delta f \end{aligned} \quad (2.19)$$

Với p, q là số lẻ thì $x^{p/q+1} \geq 0 \forall x$, ta chỉ cần chọn giá trị $\gamma > 0$ đủ lớn thì điều kiện (2.9) được đảm bảo và hệ thống sẽ trở về trạng thái ổn định với $\dot{x} \rightarrow 0$, phương trình (2.18) trở thành:

$$0 = -\gamma x^{\frac{p}{q}} + \Delta f \quad (2.20)$$

$$\rightarrow x = \left(\frac{\Delta f}{\gamma}\right)^{\frac{q}{p}}$$

Như vậy, nếu chọn γ đủ lớn để $\frac{\Delta f}{\gamma} < 1$ và $\frac{q}{p} > 1$ thì:

$$\left(\frac{\Delta f}{\gamma}\right)^{\frac{q}{p}} < \frac{\Delta f}{\gamma} \quad (2.21)$$

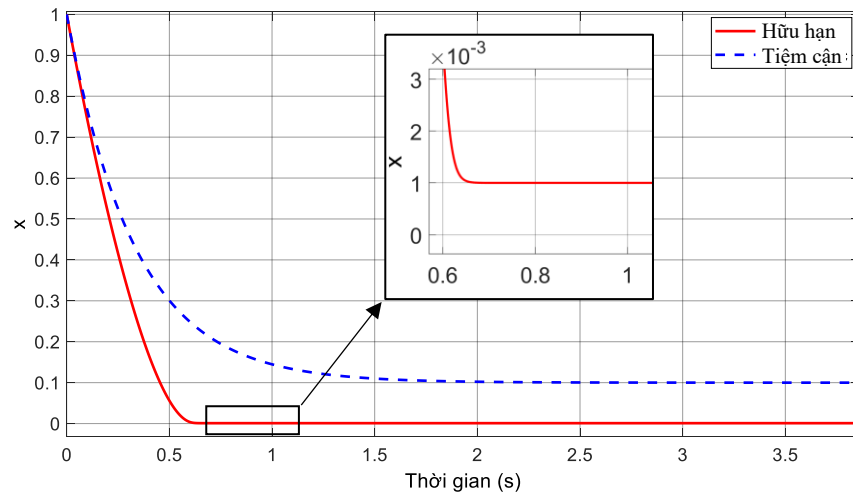
Điều này có nghĩa là khi sử dụng tín hiệu điều khiển để đưa hệ thống về trạng thái cân bằng trong thời gian hữu hạn (*Finite-time*) sẽ giúp hệ thống có sai số xác lập nhỏ hơn so với ổn định tiệm cận (*Asymptotic*) trong trường hợp có sự xuất hiện các yếu tố gây nhiễu không xác định.

Để làm rõ hơn, ta quan sát ví dụ 2.2.

Ví dụ 2.2: Xét hệ tương tự ví dụ 2.1: $\dot{x} = u + 2x + \Delta f$

Trong đó $\Delta f = 0,3$ là nhiễu không xác định. Ta điều khiển để x hội tụ về “0” từ giá trị ban đầu khác “0”, tín hiệu điều khiển được chọn là: $u = -2x - 3x^{1/3}$. Hệ trở thành:

$$\dot{x} = -3x^{1/3} + 0,3$$



Hình 2.2 Đáp ứng hệ thống (2.1) với sự xuất hiện của nhiễu giữa hệ thống hội tụ trong thời gian hữu hạn (nét liền) và hội tụ tiệm cận (nét đứt)

Trên Hình 2.2 ta thấy với trường hợp xuất hiện nhiễu, khi hệ thống “hội tụ trong thời gian hữu hạn” thì trạng thái x sẽ hội tụ về $\left(\frac{\Delta f}{\gamma}\right)^3 = \left(\frac{0,3}{3}\right)^3 = 0,001$. Vậy so với “hội tụ tiệm cận” thì với cùng hệ số $\gamma = 3$, hệ thống hội tụ trong thời gian hữu hạn có thể đạt sai số nhỏ hơn hàng trăm lần.

Kết luận: Như vậy ta có thể thấy một số ưu điểm của điều khiển hệ thống đáp ứng theo “finite-time” so với “asymptotically” như sau:

- Tốc độ hội tụ nhanh hơn.
- Điều khiển độ chính xác cao hơn.

Từ các khái niệm này, luận án sẽ phân tích các ưu, nhược điểm của các mặt trượt tuyến tính và phi tuyến ở phần tiếp theo.

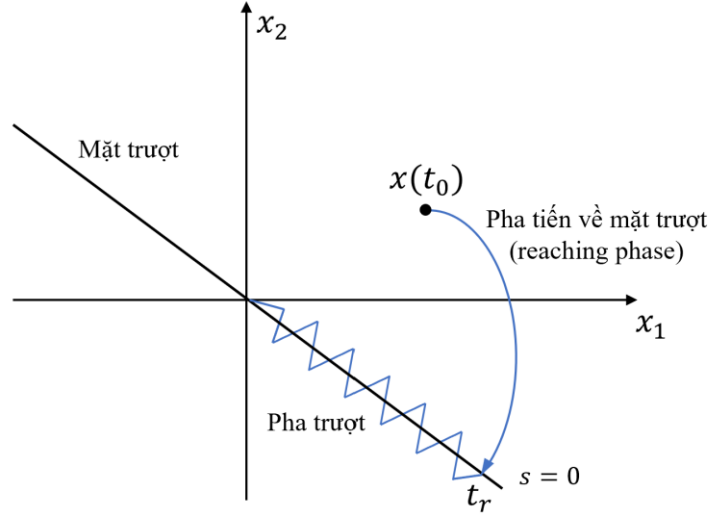
2.2 Lý thuyết điều khiển trượt

Trong các ứng dụng điều khiển hệ thống thực tiễn, rất nhiều yếu tố bất định có thể xảy ra như nhiễu, các thông số không thể mô hình hoá, ..v.v. gây ảnh hưởng rất lớn đến quá trình đáp ứng hệ thống cũng như độ chính xác của bộ điều khiển. Là một trong những phương pháp phổ biến để giải quyết vấn đề này, SMC nổi bật nhờ sự đơn giản và bền vững, đã được nghiên cứu rộng rãi và ứng dụng nhiều lĩnh vực trong hơn 60 năm qua, đặc biệt là từ sau khi được V. Utkin hệ thống hóa và phổ biến ra toàn cầu [20]-[21].

Ý tưởng chính của SMC bao gồm các bước cơ bản sau:

- **Thiết kế mặt trượt** (sliding surface): Một mặt trượt $s(x)$ được thiết kế sao cho khi $s(x) = 0$ hệ thống sẽ có hành vi như mong muốn, đó là trượt về điểm cân bằng.
- **Điều khiển ép về mặt trượt:** Thiết kế luật điều khiển để đảm bảo hệ thống đạt trạng thái $s(x) = 0$ trong thời gian hữu hạn và duy trì ở trạng thái đó. Sau đó, các biến trạng thái của hệ thống sẽ “trượt” về điểm cân bằng (Hình 2.3).

Về cơ bản, SMC được thiết kế dựa trên hai dạng mặt trượt, đó là “mặt trượt tuyến tính” và “mặt trượt phi tuyến”.



Hình 2.3 Đáp ứng trạng thái của hệ thống từ ban đầu về “0” trong SMC

2.2.1 Mặt trượt tuyến tính (Linear Sliding Mode – LSM)

Mặt trượt cơ bản nhất của điều khiển trượt chính là mặt trượt tuyến tính (LSM). Để hiểu rõ, ta xét hệ động lực bậc 2:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u + \rho(x, t) \end{cases} \quad (2.22)$$

Trong đó: u là tín hiệu điều khiển, $f(x)$ là hàm đã biết theo x , $\rho(x, t)$ là các yếu tố nhiễu loạn ngoài hệ thống với điều kiện ta xác định được giới hạn các nhiễu loạn $|\rho(x, t)| < L$.

❖ Thiết kế mặt trượt:

Đầu tiên ta thiết kế một trượt tuyến tính:

$$s = x_2 + \gamma x_1, \gamma > 0 \quad (2.23)$$

Mặt trượt này có vai trò giúp các biến trạng thái $x_1, \dot{x}_1$ sẽ tiến về tiệm cận “0” một cách tự nhiên (natural response) theo hàm mũ (2.24) khi hệ thống đạt trạng thái trượt ($s = x_2 + \gamma x_1 = \dot{x}_1 + \gamma x_1 = 0$):

$$x_1(t) = x_1(0)e^{-\gamma t} \quad (2.24)$$

Trong đó $x_1(t)$ là giá trị trạng thái x_1 tại thời điểm t , $x_1(0)$ là giá trị trạng thái x_1 tại thời điểm ban đầu.

❖ Luật điều khiển:

Ta phải thiết kế luật điều khiển u với nhiệm vụ đưa hệ thống về mặt trượt (2.23). Để thiết kế u , ta xét hàm Lyapunov:

$$V = 0.5s^2 \quad (2.25)$$

Đạo hàm của V là:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(f(x) + u + \rho(x, t) + \gamma x_2) \quad (2.26)$$

Để đưa hệ thống (2.22) về và giữ ổn định quanh vị trí cân bằng $s = 0$ thì hàm V phải thoả mãn điều kiện (2.9) nhờ luật điều khiển (2.27) được thiết kế như sau:

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.27)$$

Trong đó:

- u_{eq} (**Equivalent Control**): là thành phần *liên tục* của tín hiệu điều khiển, chịu trách nhiệm giữ cho hệ thống “trượt” trên mặt trượt (sliding surface) đã được thiết kế trước sau khi hệ thống đã đạt đến bề mặt này. Nó đại diện cho điều khiển lý tưởng cần thiết để duy trì chuyển động trượt trong điều kiện không có nhiễu hoặc bất định.

$$u_{eq} = -f(x) - \gamma x_2 \quad (2.28)$$

- u_n (**Discontinuous Control**): là thành phần *không liên tục* của tín hiệu điều khiển, nhiệm vụ đưa hệ thống về mặt trượt $s = 0$ từ $s \neq 0$ và giúp hệ thống chống lại các nhiễu và bất định, được thiết kế như sau:

$$u_n = -k \text{sign}(s) \quad (2.29)$$

Với điều kiện $k > 0 > L$ và:

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} 1 & \text{nếu } s > 0 \\ -1 & \text{nếu } s < 0 \end{cases} \quad \& \quad \text{sign}(0) \in [-1; 1]$$

Với luật điều khiển (2.27), phương trình (2.26) trở thành:

$$\dot{V} = s[\rho(x, t) - k \text{sign}(s)] \leq |s|(L - k) = -\eta |s| \quad (2.30)$$

Vì $k > L \rightarrow \eta > 0 \rightarrow \dot{V} < 0 \forall s \neq 0$, điều này đảm bảo $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn. Từ (2.25) và (2.30), ta được:

$$\dot{V} = -\eta \sqrt{2V}^{1/2} \quad (2.31)$$

Xét trong khoảng thời gian $0 \rightarrow t_r$, (2.31) trở thành:

$$\int_{V(0)}^{V(t_r)} \frac{dV}{V^{1/2}} = - \int_0^{t_r} \eta \sqrt{2} d\tau \rightarrow V^{1/2}(t_r) = -\frac{1}{\sqrt{2}} \eta t_r + V^{1/2}(0)$$

Do đó giá trị $V(t_r) \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn:

$$t_r = \frac{\sqrt{2}}{\eta} V^{\frac{1}{2}}(0) \quad (2.32)$$

Vì vậy ta có thể kết luận rằng:

- Dưới tác động của tín hiệu điều khiển u (2.27) (với $L - k = \eta > 0$) thì hệ thống sẽ về mặt trượt $s = 0$ trong thời gian hữu hạn t_r , trong đó k là giá trị bù cho các yếu tố bất định $\rho(x, t)$ và η tỉ lệ nghịch với t_r . Với η càng lớn thì hệ thống sẽ về mặt trượt càng nhanh.
- Sau khi về mặt trượt, các trạng thái x_1, x_2 của hệ thống sẽ về tiệm cận “0” theo hàm mũ (2.24) khi $t \rightarrow \infty$, tốc độ hội tỉ lệ nghịch với γ , với γ càng lớn thì biến trạng thái sẽ hội tụ về tiệm cận 0 càng nhanh.

Để kiểm chứng, ta xét ví dụ sau:

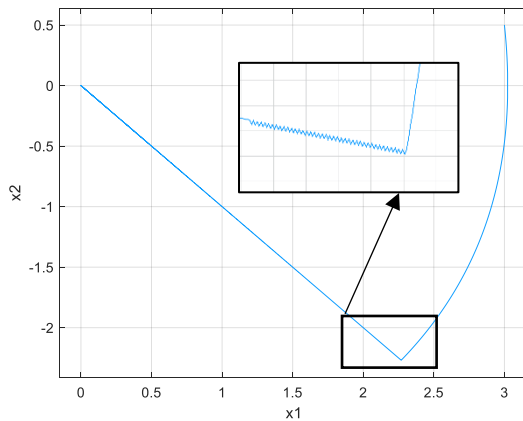
Ví dụ 2.3: Xét hệ bậc 2:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.1x_2 + u - \sin(t) \end{cases} \quad (2.33)$$

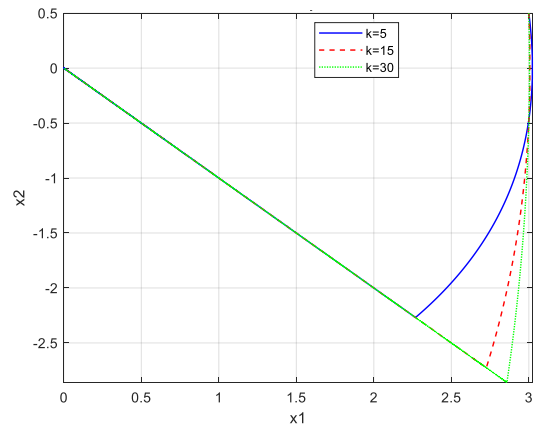
Trong đó u là tín hiệu điều khiển, hàm $\rho(t) = \sin(t)$ với $|\rho(t)| \leq 1$ là nhiễu hệ thống. Ta chọn $k = 5, \gamma = 1, x_1(0) = 3, x_2(0) = 0.5$. Mặt trượt và bộ điều khiển được thiết kế lần lượt như sau:

$$s = x_2 + x_1$$

$$u = 0.1x_2 - x_2 - 5\text{sign}(s)$$

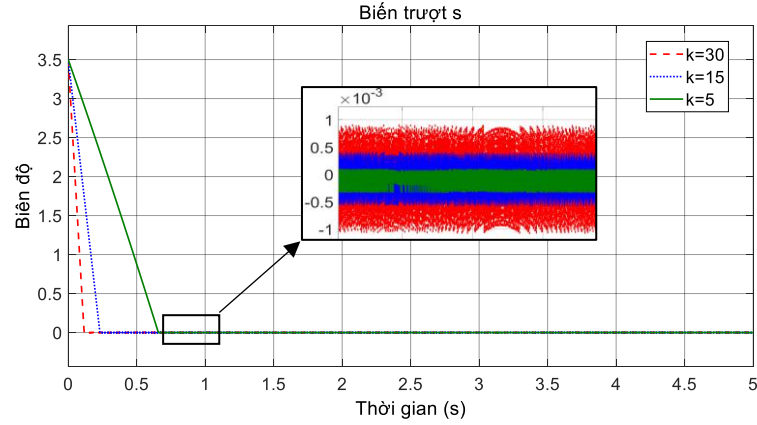


(a) $k=5$



(b) k thay đổi

Hình 2.4 Biểu đồ pha (LSM)

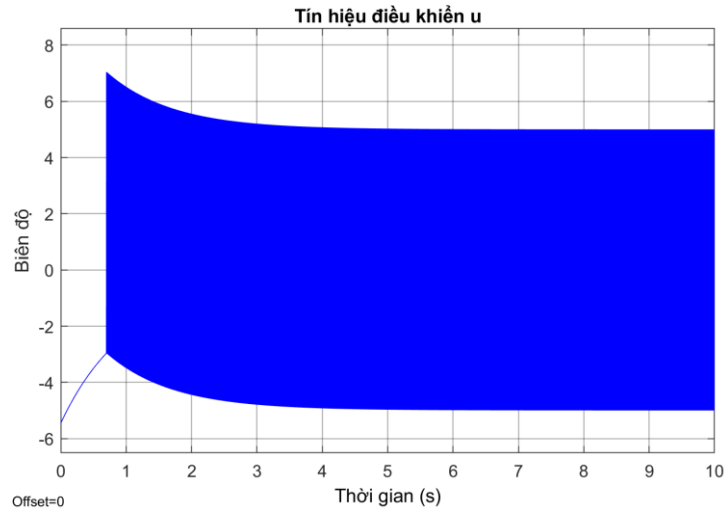


Hình 2.5 Đáp ứng biến trượt (LSM) với các hệ số k khác nhau

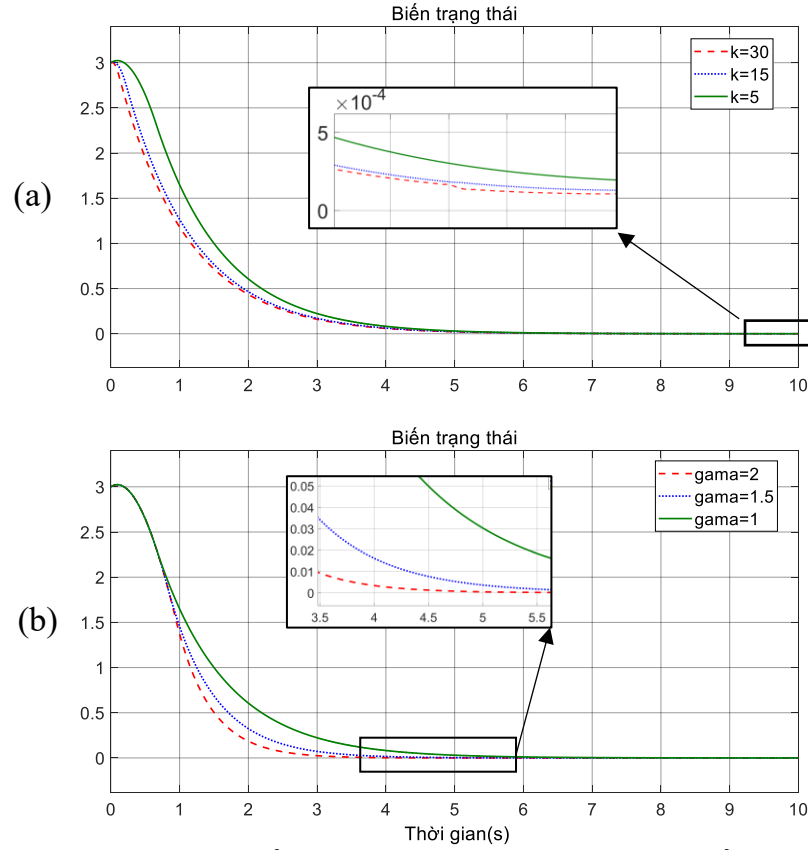
Biểu đồ pha ở Hình 2.4 thể hiện quá trình tiến đến mặt trượt của hệ thống dưới sự ảnh hưởng của k , quá trình trượt về “0” là một đường thẳng tuyến tính. Với k càng lớn ta có thể thấy hệ thống về mặt trượt càng sớm (Hình 2.4 b, Hình 2.5) tuy nhiên nó cũng sẽ gây ra hiện tượng chattering càng nghiêm trọng.

Tín hiệu điều khiển u ở Hình 2.6 vì có tồn tại hàm “ $sign(s)$ ” nên sẽ luôn chuyển đổi (switching) gây ra hiện tượng “chattering”, đây cũng là nhược điểm lớn nhất của phương pháp điều khiển trượt.

Từ Hình 2.7 ta có thể thấy rõ ảnh hưởng của k và γ đến đáp ứng của hệ thống. Trong đó k là hệ số dùng để bù nhiễu, k càng lớn thì hệ thống sẽ về mặt trượt càng nhanh, nhưng không ảnh hưởng quá nhiều đến đáp ứng cuối cùng của biến trạng thái (Hình 2.7a). Trong khi đó, γ sẽ là hệ số quyết định đến thời gian hội tụ của các biến trạng thái sau khi hệ thống đã về mặt trượt, với γ càng lớn thì tốc độ hội tụ càng nhanh (Hình 2.7b). Các tính chất của k và γ sẽ được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển.



Hình 2.6 Tín hiệu điều khiển (LSM, $k = 5$)



Hình 2.7 Đáp ứng biến trạng thái (LSM) với các hệ số khác nhau
 (a) $\gamma = 1, k = \{5; 15; 30\}$ (b) $\gamma = \{1; 1.5; 2\}, k = 5$

Qua kết quả mô phỏng ta có thể thấy với mặt trượt LSM, tín hiệu điều khiển chỉ có thể đưa trạng thái về tiệm cận điểm “0” do đặc tính của lý thuyết “ổn định tiệm cận”. Vì vậy, các mặt trượt phi tuyến được đề xuất ở phần tiếp theo sẽ giúp giải quyết vấn đề còn tồn tại của mặt trượt tuyến tính.

2.2.2 Mặt trượt phi tuyến (Nonlinear Sliding Mode)

2.2.2.1 Điều khiển trượt Terminal (Terminal Sliding Mode Control - TSM)

Phần lớn các lý thuyết về điều khiển trượt được phát triển cho đến nay đều dựa trên cơ sở của lý thuyết ổn định tiệm cận Lyapunov. Tuy nhiên, như chúng ta đã biết, đặc điểm của ổn định tiệm cận như đã đề cập ở phần 2.1.1 cho thấy rằng khi động lực học của hệ thống tiến gần đến điểm cân bằng, tốc độ hội tụ của trạng thái sẽ càng chậm lại. Nói cách khác, trạng thái hệ thống không thể chạm tới điểm cân bằng trong một khoảng thời gian hữu hạn. Dù điều này có thể được chấp nhận trong một số ứng dụng thực tiễn, tuy nhiên nó cũng đồng nghĩa với việc nếu cần độ chính xác cao hơn ở trạng thái ổn định, ta sẽ phải tăng lực điều khiển lên đáng kể, hoặc hệ thống sẽ tạo ra sai số xác lập lớn hơn nếu xuất hiện các yếu tố nhiễu không xác định (Hình 2.2)

Vì vậy, ý tưởng về bộ điều khiển “Terminal Sliding Mode Control” đã được đề xuất lần đầu vào năm 1992 [29].

TSM sử dụng ý tưởng thiết kế một mặt trượt phi tuyến để tận dụng ưu điểm của lý thuyết ổn định trong thời gian hữu hạn như đã đề cập ở **Mục 2.1.2**. Về mặt cơ bản, TSM cũng trải qua các giai đoạn như LSM.

Ta xét hệ bậc 2 tương tự (2.22):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + u + \rho(x, t) \end{cases}$$

❖ **Thiết kế mặt trượt:**

Đầu tiên ta chọn mặt trượt phi tuyến:

$$s = x_2 + \gamma x_1^{p/q}, \gamma > 0 \quad (2.34)$$

Với $0 < \frac{p}{q} < 1$ và p, q là số lẻ

Sau đó, luật điều khiển u (2.37) sẽ đưa hệ thống về mặt trượt $s = x_2 + \gamma x_1^{p/q} = 0$. Điểm khác biệt so với LSM đó là sau khi hệ thống đến được mặt trượt, các biến trạng thái sẽ tiến về “0” trong thời gian hữu hạn theo phương trình sau:

$$\dot{x}_1 = -\gamma x_1^{p/q} \quad (2.35)$$

❖ **Luật điều khiển:**

Để đưa hệ thống về mặt trượt (2.34), ta xét hàm Lyapunov: $V = 0.5s^2$

Đạo hàm của V là:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(\dot{x}_2 + \gamma \frac{p}{q} x_1^{\frac{p-q}{q}} \dot{x}_1) \quad (2.36)$$

Luật điều khiển được thiết kế như sau:

$$\begin{aligned} u &= u_{eq} + u_n \\ u_{eq} &= -f(x) - \gamma \frac{p}{q} x_1^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_1 \\ u_n &= -k \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Với luật điều khiển (2.37), phương trình (2.36) trở thành:

$$\dot{V} = s[\rho(x, t) - k \text{sign}(s)] \leq |s|(L - k) = -\eta |s| \quad (2.38)$$

Tương tự LSM, hàm $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn $t_r = \frac{\sqrt{2}}{\eta} V^{\frac{1}{2}}(0)$.

Sau khi hệ thống tiến về mặt trượt $s = 0$, xét khoảng thời gian $t_r < t < t_s$, phương trình (2.35) trở thành:

$$\int_{x_1(t_r)}^{x_1(t_s)} x_1^{-\frac{p}{q}} dx_1 = - \int_{t_r}^{t_s} \gamma dt$$

$$\rightarrow x_1^{1-\frac{p}{q}}(t_s) = -\frac{\gamma(q-p)}{q} t_s + \frac{\gamma(q-p)}{q} t_r + x_1^{1-\frac{p}{q}}(0)$$

Do đó, trạng thái $x_1, \dot{x}_1 \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn t_s :

$$t_s = \frac{q}{(q-p)\gamma} x_1^{1-\frac{p}{q}}(0) + t_r \quad (2.39)$$

Lưu ý 1: Tương tự như LSM, TSM sẽ đưa hệ thống về mặt trượt $s = 0$ trong thời gian hữu hạn t_r và tỷ lệ nghịch với η (tức là k càng lớn thì hệ thống sẽ về mặt trượt $s = 0$ càng nhanh).

Lưu ý 2: Sau khi hệ thống về mặt trượt, các biến trạng thái $x_1, x_2 \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn t_s và tỷ lệ nghịch với γ .

Lưu ý 3: Trong tín hiệu điều khiển $u_{eq} = -f(x) - \gamma \frac{p}{q} x_1^{\frac{p}{q}-1} \dot{x}_1$ có khả năng xảy ra điểm kỳ dị (singularity) trong trường hợp $x_1 = 0, \dot{x}_1 \neq 0$. Đây là vấn đề quan trọng cần lưu ý trong TSM (Hình 2.9).

Lưu ý 4: Với $\frac{p}{q} < 1$, p, q là số lẻ, dễ thấy rằng $x^{1-p/q} \geq 0$, và $(q-p) > 0$, điều này sẽ đảm bảo thời gian hội tụ về điểm cân bằng của hệ thống t_s (2.39) là một giá trị có ý nghĩa ($t_s > 0$). Hơn nữa, điều kiện trên giúp đảm bảo $x^{p/q} \in \mathbb{R} \forall x \in \mathbb{R}$ và $(-x)^{p/q} = -|x^{p/q}|$, từ đó đơn giản hóa một số quá trình tính toán.

Ví dụ 2.4: Xét hệ bậc 2 tương tự ví dụ 2.3

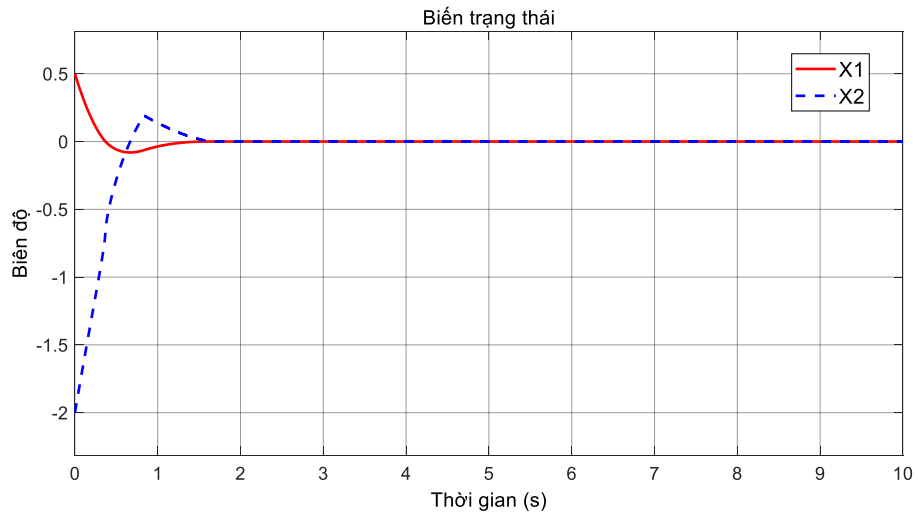
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -0.1x_2 + u - \sin(t) \end{cases}$$

Ta chọn $k = 5, \gamma = 1, x_1(0) = 0.5, x_2(0) = -2$. Mặt trượt và bộ điều khiển được thiết kế lần lượt như sau:

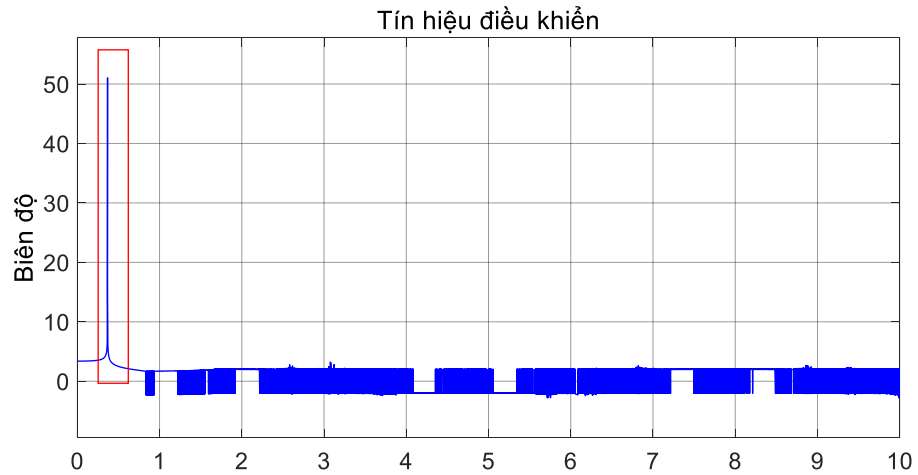
$$s = x_2 + x_1^{3/5}$$

$$u = 0.1x_2 - \frac{3}{5} \frac{1}{x_1^{2/3}} x_2 - 5\text{sign}(s)$$

Trên Hình 2.8 ta có thể thấy rõ điểm kỳ dị ($x_1 = 0, x_2 = \dot{x}_1 \neq 0$) tại thời điểm $t \sim 0.37s$, tại thời điểm này x_1 đang nằm dưới mẫu số trong thành phần tín hiệu điều khiển u , do đó u sẽ xuất hiện một giá trị rất lớn (Hình 2.9). Điều này tuy có thể không gây ảnh hưởng trong quá trình mô phỏng, tuy nhiên trong các hệ cơ điện thực tế là một vấn đề nghiêm trọng cần lưu ý.



Hình 2.8 Đáp ứng biến trạng thái của TSM



Hình 2.9 Tín hiệu điều khiển u (TSM) xuất hiện điểm kỳ dị

2.2.2.2 Điều khiển trượt Nonsingular Terminal (Nonsingular Terminal Sliding Mode Control - NTSM)

Như đã thảo luận ở phần trước, mặt trượt TSM mặc dù đảm bảo đưa các biến trạng thái của hệ thống về điểm cân bằng trong thời gian hữu hạn, tuy nhiên trong quá trình đó có khả năng xuất hiện điểm kỳ dị trong trường hợp $x = 0, \dot{x} \neq 0$. Để

vượt qua điểm kỳ dị này, năm 2002, Y.Feng và các cộng sự [32] đã đề xuất một mặt trượt mới, gọi là “Nonsingular Terminal Sliding Mode Control”:

$$s = x_1 + \frac{1}{\gamma} x_2^{q/p} \quad (2.40)$$

Với p, q, γ được xác định trong phương trình (2.34) và x_1, x_2 là các biến trạng thái của hệ thống (2.22).

❖ **Luật điều khiển:**

Để đưa hệ thống về mặt trượt (2.40), ta xét hàm Lyapunov: $V = 0.5s^2$

Đạo hàm của V là:

$$\dot{V} = s \left(x_2 + \frac{1}{\gamma} \frac{q}{p} x_2^{\frac{q}{p}-1} \dot{x}_2 \right) = s \frac{1}{\gamma} \frac{q}{p} x_2^{\frac{q}{p}-1} \left(\gamma \frac{p}{q} x_2^{2-\frac{q}{p}} + \dot{x}_2 \right) \quad (2.41)$$

Luật điều khiển $u = u_{eq} + u_n$ được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} u_{eq} = -f(x) - \gamma \frac{p}{q} x_2^{2-q/p} \\ u_n = -k \text{sign}(s) \end{cases} \quad (2.42)$$

Áp dụng luật điều khiển (2.42), phương trình (2.41) trở thành:

$$\dot{V} = s \frac{1}{\gamma} \frac{q}{p} x_2^{\frac{q}{p}-1} (-k \text{sign}(s) + \rho(t))$$

Dễ thấy rằng $\frac{1}{\gamma} \frac{q}{p} x_2^{\frac{q}{p}-1} \geq 0$, do đó chọn k như trong (2.30) ta được:

$$\dot{V} = -\lambda |s| \leq 0 \quad (2.43)$$

Trong đó: $\lambda = \frac{1}{\gamma} \frac{q}{p} x_2^{\frac{q}{p}-1} \frac{1}{\eta} > 0$

Vậy $V \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn $t_r = \frac{\sqrt{2}}{\lambda} V^{\frac{1}{2}}(0)$

Lưu ý 5: Ta có thể thấy khi mặt trượt $s = 0$, đáp ứng của mặt trượt NTSM (2.40) tương đương với mặt trượt TSM (2.34), cho nên thời gian các biến trạng thái hội tụ về điểm cân bằng (t_s) được tính tương tự như công thức (2.39).

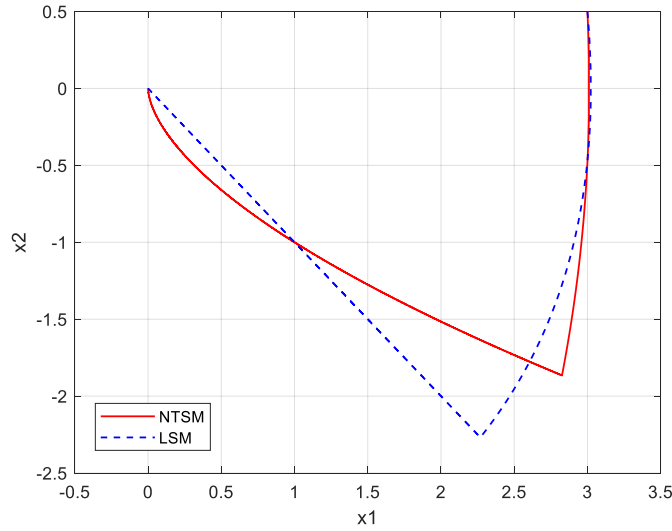
Lưu ý 6: Tín hiệu điều khiển $u_{eq} = -f(x) - \gamma \frac{p}{q} x_2^{2-q/p}$ đã loại bỏ điểm kỳ dị ở trường hợp $x_2 = 0, x_1 \neq 0$ (Vì p, q là số lẻ và $2 - \frac{q}{p} > 0 \rightarrow x_2^{2-q/p} \in \mathbb{R} \forall x \in \mathbb{R}$)

Ví dụ 2.5: Xét hệ thống (2.33) tương tự ví dụ 2.3. Ta chọn $k = 5, \gamma = 1, p = 3, q = 5, x_1(0) = 3, x_2(0) = -0.5$. Ta có mặt trượt và tín hiệu điều khiển lần lượt là:

$$s = x_1 + x_2^{5/3}$$

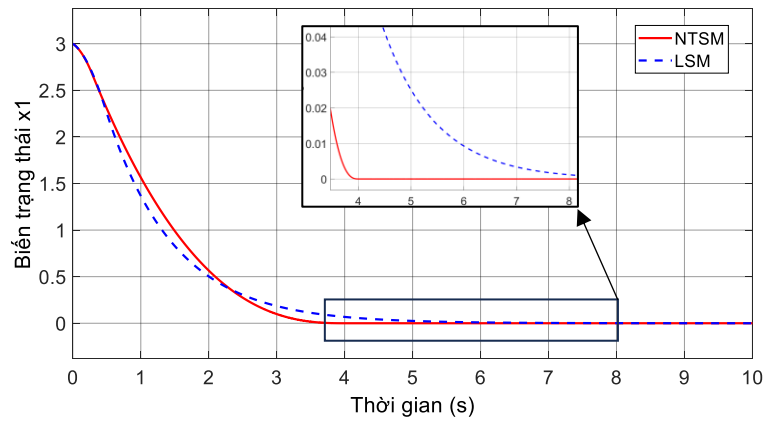
$$u = 0.1x_2 - \frac{3}{5}x_2^{\frac{1}{3}} - 5\text{sign}(s)$$

Kết quả mô phỏng được mô tả từ Hình 2.10 đến Hình 2.13. Từ Hình 2.10 ta có thể thấy rõ sự khác biệt trong quá trình tiến về điểm cân bằng của các biến trạng thái giữa mặt trượt tuyến tính (LSM) và mặt trượt phi tuyến (NTSM). Từ Hình 2.11 ta thấy đáp ứng hệ thống của mặt trượt NTSM khi xuất hiện nhiễu sẽ tốt hơn so với LSM (với cùng thông số k, γ).

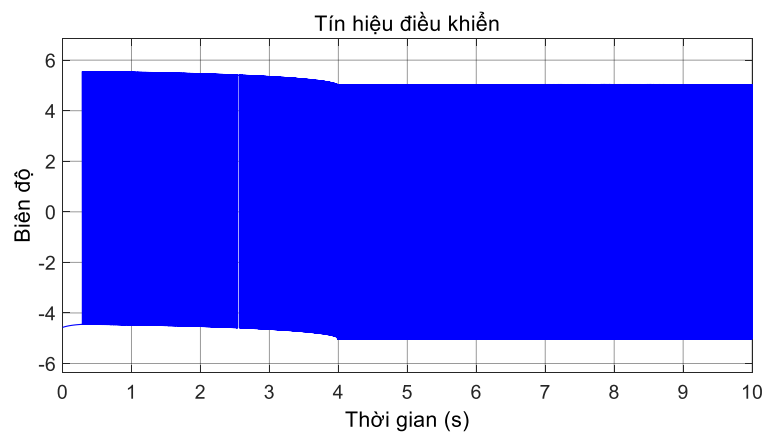


Hình 2.10 Biểu đồ pha giữa “NTSM” và “LSM”

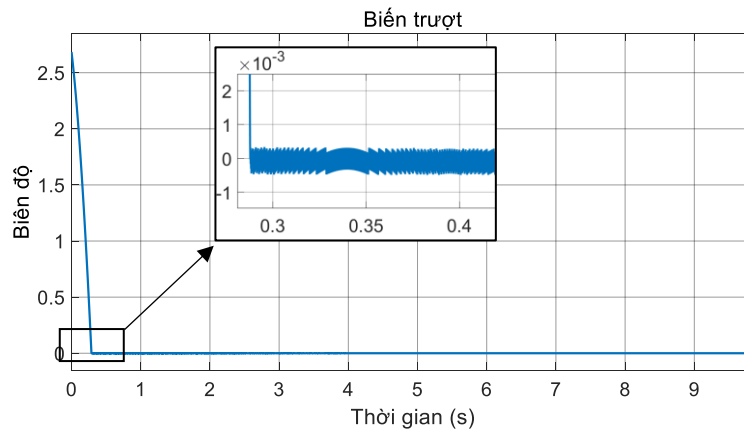
Tín hiệu điều khiển ở mặt trượt NTSM (Hình 2.12) vẫn tồn tại “nhược điểm” cố hữu của SMC đó là hiện tượng “chattering”, điều này sẽ gây ra rất nhiều vấn đề trong các ứng dụng thực tiễn, đặc biệt là các ứng dụng về điều khiển trực tiếp hệ thống, nó có thể gây ra những hư hỏng trong cả hệ thống điện và hệ thống cơ khí. Chính vì vậy đã có khá nhiều nghiên cứu để loại bỏ hiện tượng “chattering” này sẽ được trình bày ở phần tiếp theo.



Hình 2.11 Đáp ứng biến trạng thái giữa mặt trượt NTSM và LSM



Hình 2.12 Tín hiệu điều khiển NTSM



Hình 2.13 Đáp ứng biến trượt của mặt NTSM

2.3 Loại bỏ “chattering” trong điều khiển trượt.

Dao động tần số cao (chattering) là một vấn đề rất quan trọng cần được giải quyết trong cả hệ thống điều khiển LSM và TSM/NTSM. Một số phương pháp đã được đề xuất để giảm thiểu chattering, chẳng hạn như phương pháp lớp biên [20], phương pháp trượt bậc cao [22]-[24]. Phương pháp lớp biên bao gồm các phương pháp hàm *saturation* và hàm *sigmoid*. Tuy nhiên, nó chỉ có thể đảm bảo điều kiện tồn

tại của chế độ trượt bên ngoài một lớp biên nhỏ xung quanh mặt phẳng chế độ trượt, điều này sẽ làm tăng sai số xác lập. Trong khi đó, phương pháp trượt bậc cao tập trung vào việc xóa bỏ tính không liên tục (discontinuous) của tín hiệu điều khiển bằng cách sử dụng các đạo hàm bậc cao, mang lại hiệu quả vượt trội hơn. Để thấy rõ, từng phương pháp sẽ được phân tích và mô phỏng ở các phần tiếp theo

2.3.1 Phương pháp thay thế bằng hàm saturation

Mục tiêu chính của việc áp dụng hàm saturation (hàm bão hòa) trong SMC là giảm hiện tượng chattering gây ra bởi hàm $sign(s)$, qua đó làm mượt tín hiệu điều khiển, giúp hệ thống vận hành mượt mà hơn. Trong SMC truyền thống, đặc trưng được thể hiện bởi tín hiệu điều khiển u_n (discontinuous control):

$$u_n = -k sign(s)$$

Hàm $sign(s)$ tạo ra một sự chuyển tiếp đột ngột giữa -1 sang $+1$ khi s đi qua điểm “0”. Trong khi đó hàm saturation ($sat(s/\varepsilon)$) cung cấp một vùng chuyển tiếp mượt mà quanh $s = 0$ thay vì nhảy vọt giữa -1 sang $+1$. Cụ thể hàm $sat(s/\varepsilon)$ được định nghĩa như sau:

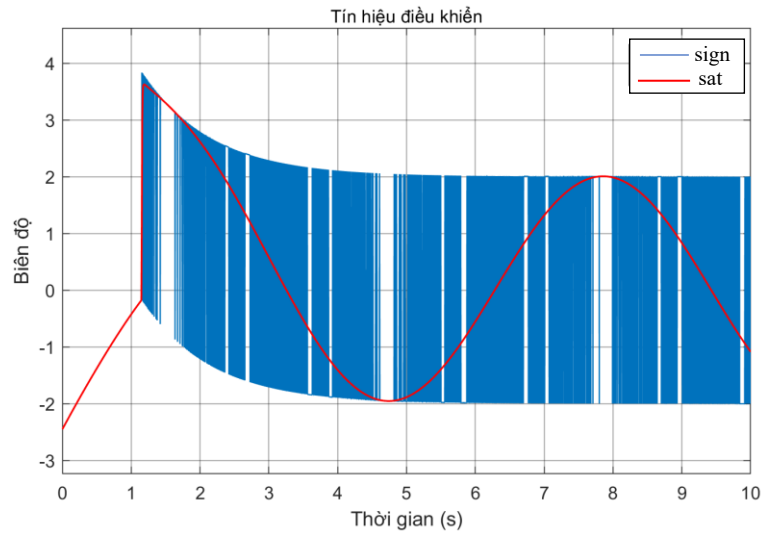
$$sat(s/\varepsilon) = \begin{cases} sign(s) = 1 & \text{nếu } s > \varepsilon, \\ s/\varepsilon & \text{nếu } |s| \leq \varepsilon, \\ sign(s) = -1 & \text{nếu } s < -\varepsilon \end{cases} \quad (2.44)$$

Trong đó:

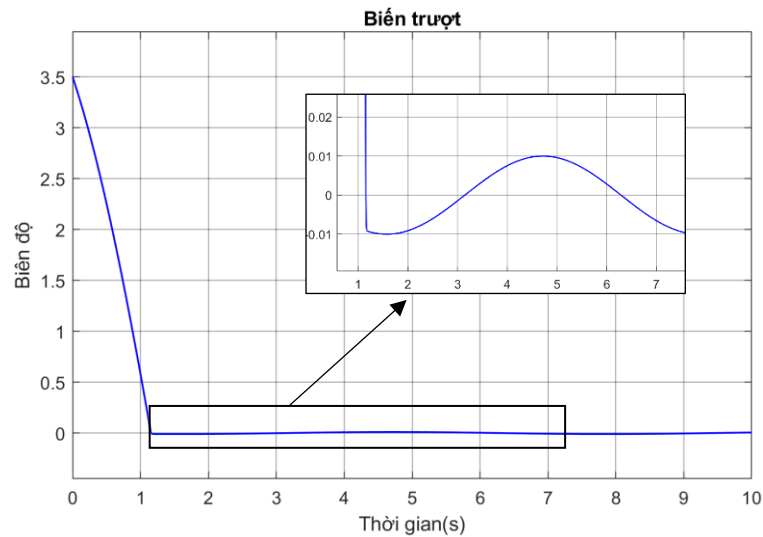
$\varepsilon > 0$: Độ rộng của lớp biên, quyết định vùng chuyển tiếp. Trong vùng $|s| \leq \varepsilon$, $sat(s/\varepsilon)$ là một hàm tuyến tính.

Ví dụ 2.6: Xét hệ thống có tương tự (2.33). Ta chọn $k = 5, \gamma = 1, x_1(0) = 5, x_2(0) = -0.5, \varepsilon = 0.01$.

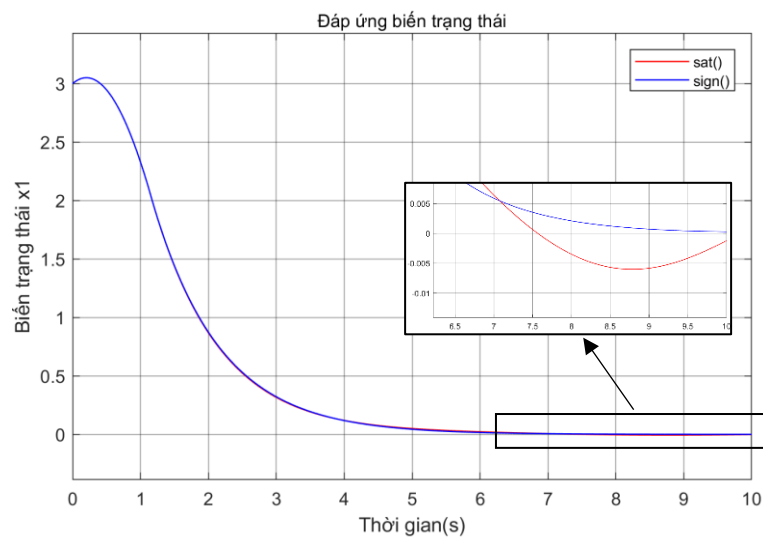
Hình 2.14 cho thấy tín hiệu điều khiển với hàm $sat()$ đã khắc phục hoàn toàn hiện tượng chattering, tuy nhiên vấn đề ở Hình 2.15, biến trượt s sẽ trượt quanh điểm “0” trong một vùng có độ rộng là ε , có nghĩa là hệ thống sẽ không hoàn toàn nằm trên mặt trượt, điều này sẽ dẫn đến việc các biến trạng thái cũng dao động quanh điểm cân bằng (Hình 2.16).



Hình 2.14 Tín hiệu điều khiển khi sử dụng hàm $\text{sat}(s/\varepsilon)$ (màu đỏ)



Hình 2.15 Đáp ứng của biến trượt khi dùng hàm $\text{sat}(s/\varepsilon)$



Hình 2.16 Đáp ứng của biến trạng thái giữa hàm $\text{sign}(s)$ và $\text{sat}(s/\varepsilon)$

2.3.2 Phương pháp thay thế bằng hàm sigmoid

Hàm sigmoid với tính chất mượt mà và liên tục, giúp tín hiệu điều khiển thay đổi dần, giảm dao động tần số cao. Hàm sigmoid cơ bản thường được định nghĩa như sau:

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{1}{1 + e^{-s}} \quad (2.45)$$

Tuy nhiên hàm sigmoid cơ bản chỉ dao động trong phạm vi $[0: 1]$, nên một dạng khác của hàm sigmoid được đề xuất để sử dụng trong SMC là:

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + e^{-s/\varepsilon}} - 1 \quad (2.46)$$

Trong đó $\varepsilon > 0$ là tham số để điều chỉnh độ dốc của hàm

- ε nhỏ: hàm càng gần giống hàm $\text{sign}(s)$, dốc hơn
- ε lớn: hàm càng mượt hơn, chuyển đổi chậm quanh $s = 0$

Giá trị hàm $\text{sigmoid}(s)$:

$$\text{sigmoid}(s) \rightarrow \begin{cases} 1 & \text{ khi } s \rightarrow \infty \\ -1 & \text{ khi } s \rightarrow -\infty \\ 0 & \text{ khi } s = 0 \end{cases}$$

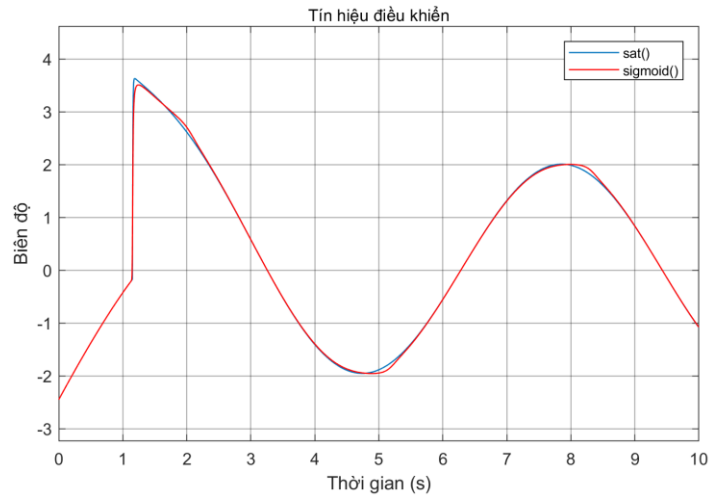
Ưu điểm: Mượt hơn hàm saturation: Hàm sigmoid liên tục khắp nơi, không có điểm gãy như saturation, giúp tín hiệu điều khiển rất mượt.

Hạn chế: Hội tụ không chính xác: hàm sigmoid không đạt chính xác ± 1 ngay cả khi s lớn, hệ thống chỉ hội tụ gần $s = 0$ (*quasi-sliding mode*), gây sai số.

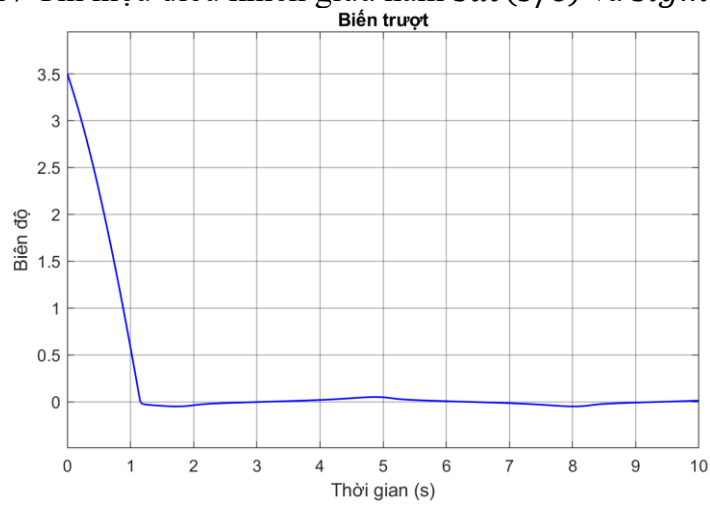
Ví dụ 2.7: Xét hệ thống có tương tự (2.33), chọn $k = 5, \gamma = 1, x_1(0) = 5, x_2(0) = -0.5, \varepsilon = 0.01$.

Kết quả mô phỏng được thể hiện ở Hình 2.17 - Hình 2.19.

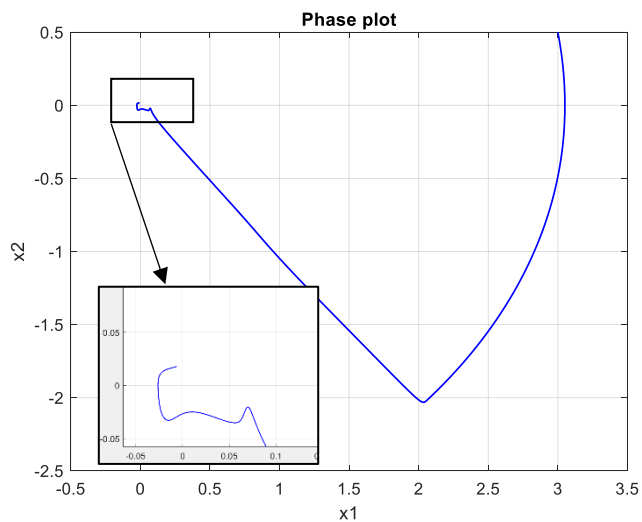
Ta có thể thấy ở Hình 2.17, tín hiệu điều khiển của hàm $\text{sigmoid}(s/\varepsilon)$ sẽ mượt hơn so với hàm $\text{sat}(s/\varepsilon)$, tuy nhiên điều này sẽ gây ra tác động rõ ràng là mặt trượt s không thể hội tụ về “0” trong thời gian hữu hạn (Hình 2.18) và dẫn đến việc các biến trạng thái của không thể về “0” mà chỉ dao động quanh vị trí này.



Hình 2.17 Tín hiệu điều khiển giữa hàm $\text{sat}(s/\varepsilon)$ và $\text{sigmoid}(s/\varepsilon)$



Hình 2.18 Đáp ứng biến trượt khi sử dụng hàm $\text{sigmoid}(s/\varepsilon)$



Hình 2.19 Biểu đồ pha khi sử dụng hàm $\text{sigmoid}(s/\varepsilon)$

Biểu đồ pha Hình 2.19 thể hiện rõ hai biến trạng thái x_1, x_2 không thể về “0” nếu ta sử dụng hàm $\text{sigmoid}(s/\varepsilon)$ thay cho hàm $\text{sign}(s)$.

2.3.3 Phương pháp trượt bậc cao

Việc sử dụng phương pháp “lớp biên” để loại bỏ chattering được sử dụng khá phổ biến vì sự đơn giản, tuy nhiên nó sẽ dẫn tới việc sai số xác lập lớn hơn, giảm tính bền vững của bộ điều khiển. Điều này có thể không chế trong phạm vi mô phỏng, tuy nhiên nếu ứng dụng trong các hệ thực tế sẽ là một vấn đề nghiêm trọng và khó kiểm soát bởi sự phức tạp của nhiễu và các bất động. Vì vậy, một hướng tiếp cận khác được đề xuất đó là “nâng bậc” cho mặt trượt s , hay còn được gọi là phương pháp “trượt bậc cao”.

2.3.3.1 Mặt trượt LSM bậc cao

Trong [33][34], các tác giả đã đề xuất một mặt trượt bậc cao nhằm giải quyết các vấn đề còn tồn tại trước đó. Bằng việc đề xuất một mặt trượt hoàn toàn mới với bậc cao hơn, vấn đề về “chattering” sẽ được giảm thiểu đáng kể mà vẫn đảm bảo tính bền vững trước các yếu tố bất định của hệ thống. Tín hiệu điều khiển “mượt” hơn vì có sự xuất hiện của thành phần $\int \text{sign}(s)$ thay cho $\text{sign}(s)$ thuần túy, có thể được áp dụng trực tiếp vào các ứng dụng điều khiển hệ thống thực tế.

Mặt trượt được đề xuất:

$$s = \ddot{x} + \alpha \dot{x} + \beta x \quad (2.47)$$

Trong đó α, β chọn sao cho $p^2 + \alpha p + \beta$ (phương trình đặc trưng của s) là Hurwitz, để đảm bảo trạng thái hệ thống x hội tụ tiệm cận.

Ta xét lại hệ thống (2.22) để thấy rõ hơn:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x) + u + \rho(x, t) \end{aligned}$$

Mặt trượt chọn là: $s = \ddot{x}_1 + \alpha \dot{x}_1 + \beta x_1$

Xét hàm Lyapunov: $V = 0.5s^2 \rightarrow \dot{V} = s\dot{s}$

❖ **Luật điều khiển:** Luật điều khiển $u = u_{eq} + u_n$ được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} u_{eq} = -f(x) - \alpha \dot{x}_1 - \beta x_1 \\ \dot{u}_n = -k \text{sign}(s) \end{cases} \quad (2.48)$$

Thay u_{eq} vào mặt trượt s , ta được $s = u_n + \rho(x, t) \rightarrow \dot{s} = \dot{u}_n + \dot{\rho}(x, t)$

Xác định được giới hạn sự thay đổi của nhiễu $|\dot{\rho}(x, t)| \leq \delta$, chọn k sao cho $k - \delta = \eta > 0$, ta được:

$$\dot{V} = s(-k \text{sign}(s) + \dot{\rho}(x, t)) \leq -\eta |s| < 0$$

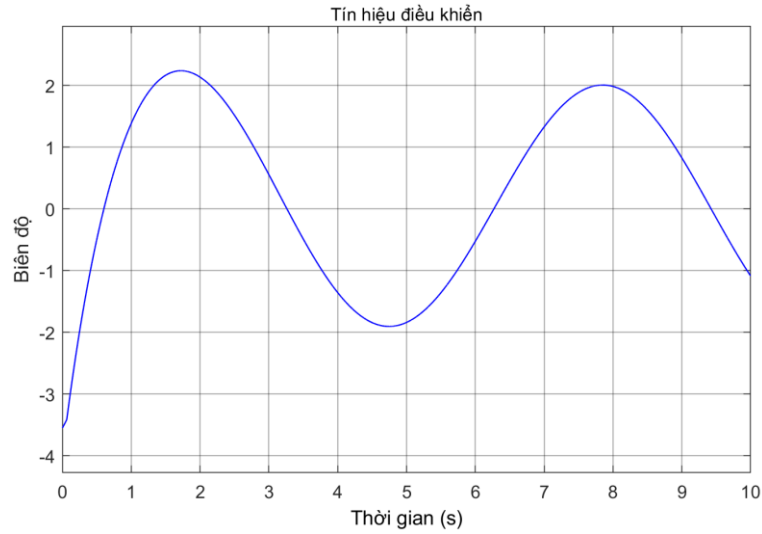
Do đó $s \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn và trạng thái hệ thống sẽ tiến về tiệm cận điểm cân bằng theo phương trình: $\ddot{x} + \alpha\dot{x} + \beta x = 0$.

Ví dụ 2.8: Xét hệ thống có tương tự (2.33), chọn $k = 5, \alpha = 2, \beta = 1, x_1(0) = 3, x_2(0) = -0.5$. Ta có mặt trượt và tín hiệu điều khiển như sau:

$$s = \ddot{x}_1 + 2\dot{x}_1 + x_1$$

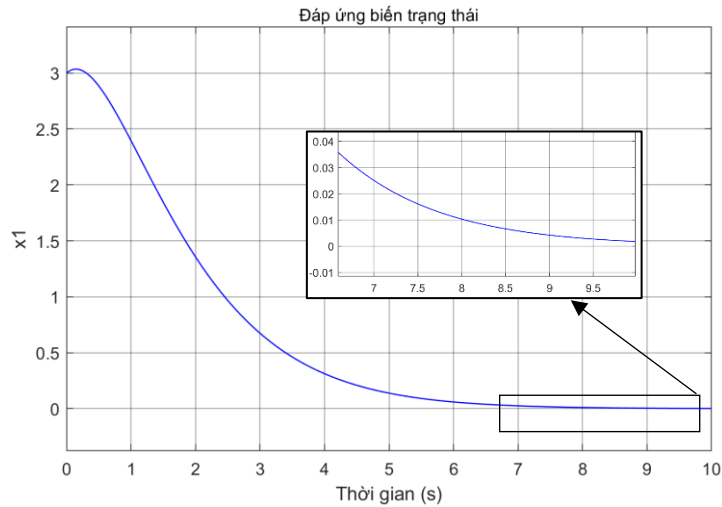
$$u = u_{eq} + u_n = 0.1x_2 - 2\dot{x}_1 - x_1 - 5 \int_0^t \text{sign}(s)dt$$

Kết quả mô phỏng được thể hiện ở Hình 2.20 - Hình 2.23

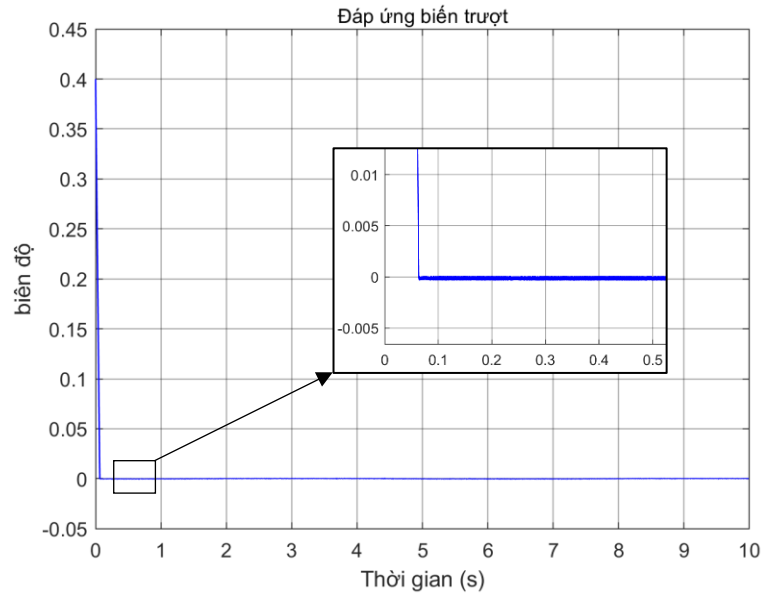


Hình 2.20 Tín hiệu điều khiển

Ta có thể thấy mặc dù tín hiệu điều khiển đã “mượt” hơn tuy nhiên vẫn tồn tại đặc trưng của mặt trượt tuyến tính bậc 1, đó là biến trạng thái chỉ tiến về tiệm cận điểm cân bằng chứ không thể tiến về chính xác trong thời gian hữu hạn (Hình 2.21).

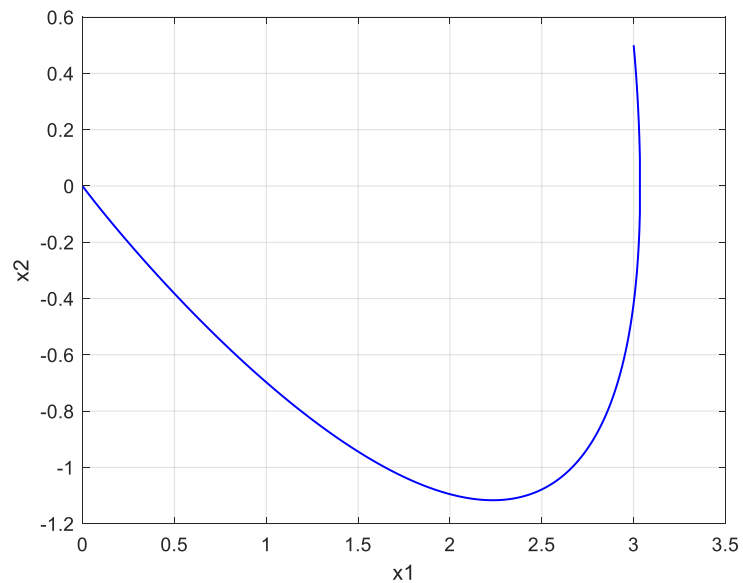


Hình 2.21 Đáp ứng biến trạng thái



Hình 2.22 Đáp ứng biến trượt

Từ Hình 2.22 ta thấy dù tín hiệu điều khiển u không còn “chattering” nhưng biến trượt s vẫn tiến về “0” trong thời gian hữu hạn, đảm bảo tính bền vững của SMC truyền thống. Đồng thời các biến trạng thái cũng tiến về tiệm cận “0” (Hình 2.21).



Hình 2.23 Biểu đồ pha

2.3.3.2 Mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc cao (FOTSM)

Nếu mặt trượt LSM bậc cao (Mục 2.3.3.1) được thiết kế trên nền tảng “Linear SMC” thì mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc cao được xây dựng trên nền “Nonlinear SMC hay TSM”. Việc này sẽ giúp loại bỏ chattering và vẫn đảm bảo các biến trạng thái hội tụ về điểm cân bằng trong thời gian hữu hạn. Theo [25], mặt trượt được chọn là:

$$s = \dot{x}_n + c_n \operatorname{sgn}(x_n)|x_n|^{\alpha_n} + \dots + c_1 \operatorname{sgn}(x_1)|x_1|^{\alpha_1} \quad (2.49)$$

Trong đó các hệ số $c_i, \alpha_i (i = 1, 2, \dots, n)$ là các hằng số. c_i được chọn sao cho đa thức $p^n + c_n p^{n-1} + \dots + c_2 p + c_1$ là Hurwitz, và α_i được chọn dựa trên điều kiện dưới đây [40]:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha, & n = 1 \\ \alpha_{i-1} = \frac{\alpha_i \alpha_{i+1}}{2\alpha_{i+1} - \alpha_i}, & i = 1, 2, \dots, n \quad \forall n \geq 2 \end{cases} \quad (2.50)$$

Trong đó: $\alpha_{n+1} = 1, \alpha_n = \alpha, \alpha \in (1 - \varepsilon, 1), \varepsilon \in (0, 1)$.

Áp dụng cho hệ thống (2.22) ta có mặt trượt:

$$s = \ddot{x}_1 + c_2 \operatorname{sign}(\dot{x}_1)|\dot{x}_1|^{\alpha_2} + c_1 \operatorname{sign}(x_1)|x_1|^{\alpha_1} \quad (2.51)$$

❖ **Luật điều khiển:** Xét hàm Lyapunov:

$$V = 0.5s^2 \rightarrow \dot{V} = s\dot{s} \quad (2.52)$$

Luật điều khiển $u = u_{eq} + u_n$ được thiết kế như sau:

$$\begin{aligned} u_{eq} &= -f(x) - c_2 \operatorname{sign}(\dot{x}_1)|\dot{x}_1|^{\alpha_2} - c_1 \operatorname{sign}(x_1)|x_1|^{\alpha_1} \\ \dot{u}_n + \lambda u_n &= v \\ v &= -(k_d + k_T + \eta) \operatorname{sign}(s) \end{aligned} \quad (2.53)$$

Trong đó: $\eta > 0, k_d \geq |\dot{\rho}(x, t)|, k_T \geq |\lambda u_n|$. Đây là các hệ số giúp bộ điều khiển bù các nhiễu loạn không xác định [25].

Thay u_{eq} vào (2.51), ta viết lại mặt trượt như sau:

$$s = u_n + \rho(x, t) \rightarrow \dot{s} = \dot{u}_n + \dot{\rho}(x, t) \quad (2.54)$$

Thay (2.53) và (2.54) vào (2.52), ta có thể viết lại như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s(\dot{u}_n + \dot{\rho}(x, t)) \\ &= s(-(k_d + k_T + \eta) \operatorname{sign}(s) - \lambda u_n + \dot{\rho}(x, t)) \\ &= -(k_d |s| - \dot{\rho}(x, t)s) - (k_T |s| + \lambda u_n s) - \eta |s| \leq -\eta |s| \end{aligned}$$

Với $\eta > 0$, hệ thống sẽ tiến về mặt trượt $s = 0$ trong thời gian hữu hạn.

Ta xem mô phỏng ở ví dụ dưới đây để thấy rõ hơn.

Ví dụ 2.9: Xét hệ thống tương tự trong ví dụ 2.3(2.33), chọn $c_2 = 2, c_1 = 1, \alpha_2 = \frac{9}{16}, \alpha_1 = \frac{9}{23}, x_1(0) = 3, x_2(0) = -0.5, k_d = 1, k_T + \eta = 5, \lambda = 0.1$

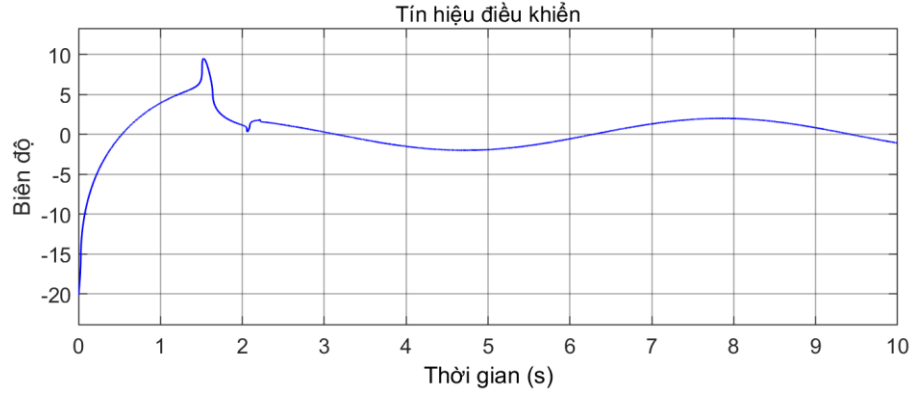
Ta có mặt trượt và tín hiệu điều khiển như sau:

$$s = \ddot{x}_1 + 2\text{sign}(\dot{x}_1)|\dot{x}_1|^{\frac{9}{16}} + \text{sign}(x_1)|x_1|^{\frac{9}{23}}$$

$$u_{eq} = 0.1\dot{x}_1 - 2\text{sign}(\dot{x}_1)|\dot{x}_1|^{9/16} - \text{sign}(x_1)|x_1|^{9/23}$$

$$\left. \begin{array}{l} \dot{u}_n + 0.1u_n = v \\ v = -6\text{sign}(s) \end{array} \right\} \rightarrow u = u_{eq} + e^{-0.1t} \int_0^t e^{-0.1t} v dt$$

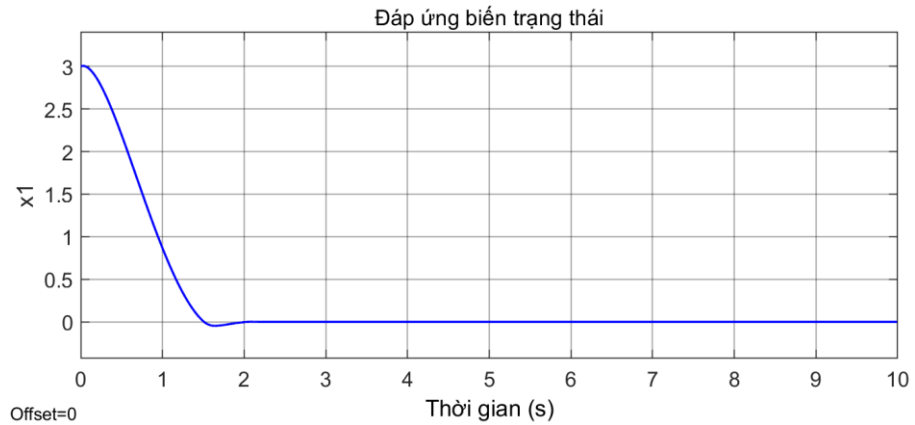
Trong đó e là cơ số logarit tự nhiên ($\ln(e) = 1$). Kết quả mô phỏng thể hiện trong Hình 2.24 - Hình 2.27



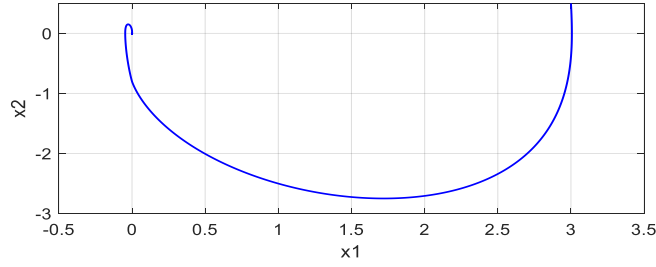
Hình 2.24 Tín hiệu điều khiển FOTSM



Hình 2.25 Đáp ứng biến trượt FOTSM



Hình 2.26 Đáp ứng biến trạng thái FOTSM



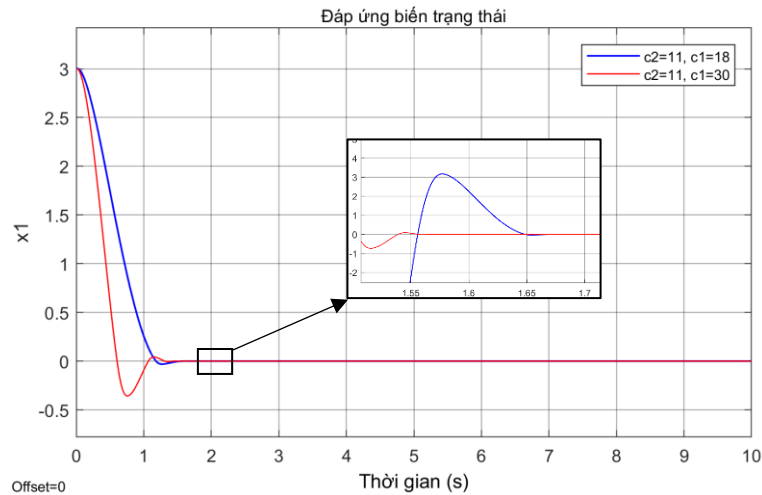
Hình 2.27 Biểu đồ pha FOTSM

Ta có thể thấy tín hiệu điều khiển đã loại bỏ được chattering gần như hoàn toàn (Hình 2.24). Các biến trạng thái cũng về điểm cân bằng trong thời gian hữu hạn (Hình 2.26), tuy nhiên phương pháp này hiện tại có hai vấn đề rất lớn để có thể áp dụng được vào thực tế [26]:

➤ **Không thể tính toán:**

Như đã trình bày ở trên, tuy ta có thể chọn các hệ số mặt trượt c_i, α_i theo Hurwitz và Bhat & Bernstein [40]. Tuy nhiên điều này chỉ đảm bảo là hệ thống sẽ ổn định và về điểm cân bằng tại một thời điểm nào đó, ta không thể tính toán trước hoặc điều chỉnh thông số theo mong muốn.

Ví dụ đối với hệ thống trên, ta có thể chọn một cặp c_i khác nhau như: $c_2 = 11, c_1 = 18$ và $c_2 = 11, c_1 = 30$. Với 1 hệ số $c_2 = 11$ ta có thể chọn nhiều hệ số c_1 khác nhau mà vẫn đảm bảo chúng Hurwitz. Ta có thể xem kết quả mô phỏng ở Hình 2.28 để thấy rõ. Khi chọn c_1 lớn hơn thì trạng thái sẽ về cân bằng nhanh hơn, tuy nhiên độ vọt lố cũng sẽ lớn hơn và có thể xuất hiện tính trạng dao động (oscillation) không biết trước. Ta không thể khống chế cách mà x_1 về điểm cân bằng như thế nào. Điều này không những gây khó khăn cho quá trình thiết kế mà còn có thể gây nguy hiểm khi ứng dụng lên các hệ cơ điện thực tế, có nguy cơ xảy ra hỏng hóc rất lớn.



Hình 2.28 Đáp ứng trạng thái của hệ thống FOTSM với hệ số thay đổi

➤ Không thể đo lường

Chính vì không thể tính toán được các thông số bộ điều khiển như thế nào là thích hợp nên ta cũng không thể đo lường được thời gian hệ thống sẽ hội tụ trong bao lâu. Việc này làm cho ứng dụng mặt trượt FOTSM vào thực tế là không thể được.

2.4 Kết luận

Chương 2 đã trình bày lý thuyết và các tổng quan các phương pháp thiết kế bộ điều khiển trượt từ mặt trượt tuyến tính đến mặt trượt phi tuyến. Kết quả mô phỏng trình bày trong phần 2.2 đã cho thấy các đặc tính bền vững của điều khiển trượt kể cả khi có xuất hiện của các yếu tố nhiễu không xác định. Tuy nhiên từ đó cũng đã chỉ ra vấn đề tồn tại quan trọng trong điều khiển trượt, đó là hiện tượng chattering.

Mục 2.3 đã trình bày các phương pháp phổ biến được sử dụng rộng rãi để triệt tiêu hiện tượng chattering, Bảng 2-1 sẽ trình bày một cách nhìn tổng thể về ưu và nhược điểm của các phương pháp.

Bảng 2-1 So sánh các phương pháp khử chattering

Phương pháp		Ưu	Nhược
Lớp biên		- Đơn giản - Dễ sử dụng, hiệu chỉnh	Giảm độ chính xác Giảm tính bền vững
Bậc cao	FOLSM	- Dễ sử dụng, có thể hiệu chỉnh - Bền vững, độ chính xác cao	Hội tụ tiệm cận
	FOTSM	- Bền vững, độ chính xác cao - Hội tụ trong thời gian hữu hạn	<i>Không thể tính toán bộ điều khiển</i> <i>Không thể xác định thời gian hội tụ.</i>

Từ Bảng 2-1 có thể thấy phương pháp FOTSM là phương pháp tối ưu để khử chattering trong điều khiển trượt nếu ta có thể khắc phục được các nhược điểm hiện có.

Chính vì vậy nội dung chính trong luận án sẽ nhằm giải quyết các vấn đề của mặt trượt FOTSM, cụ thể đó là thiết kế bộ điều khiển Terminal Sliding Mode bậc 2 (2TSM) với các đặc điểm như sau:

- Khử chattering, tạo tín hiệu điều khiển mượt mà có thể sử dụng vào điều khiển động trực tiếp.

- Đảm bảo tính bền vững của SMC truyền thống.
- Trạng thái hội tụ trong thời gian hữu hạn.
- Tính toán, thiết kế được các thông số bộ điều khiển.
- Tính toán được thời gian hội tụ của biến trạng thái hệ thống.

Lý thuyết nghiên cứu về 2TSM và bộ điều khiển quỹ đạo dựa trên 2TSM sẽ được trình bày cụ thể trong Chương 4, kết quả sẽ được kiểm chứng thông qua mô phỏng và thực nghiệm.

CHƯƠNG 3. ROBOT DI ĐỘNG VÀ PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN QUỲ ĐẠO

3.1 Giới thiệu mô hình

Luận án sẽ nghiên cứu dựa trên mô hình robot dẫn động vi sai (DDMR). Để xác định rõ các ảnh hưởng của yếu tố bất định, cả hai mô hình động học (kinematic) và động lực học (dynamic) đều được xem xét ở các **Mục 3.1.1** và **3.1.2**.

❖ Giới thiệu

Mô hình DDMR là một thiết kế phổ biến trong robot di động, đặc biệt trong các ứng dụng như robot tự hành, robot giáo dục hoặc robot công nghiệp nhỏ. Đây là một hệ thống truyền động đơn giản nhưng hiệu quả, dựa trên việc sử dụng hai bánh xe dẫn động độc lập, được điều khiển bởi hai động cơ riêng biệt, cùng với một hoặc nhiều bánh xe tự do (caster wheel) để giữ thăng bằng (Hình 3.1).

Cấu trúc cơ bản

Hai bánh xe dẫn động: Mỗi bánh được gắn với một động cơ riêng, tốc độ của từng bánh có thể được điều khiển độc lập để thay đổi hướng di chuyển của hệ DDMR.

Bánh xe tự do: Đóng vai trò hỗ trợ, không tham gia dẫn động, giúp robot duy trì cân bằng và di chuyển mượt mà.

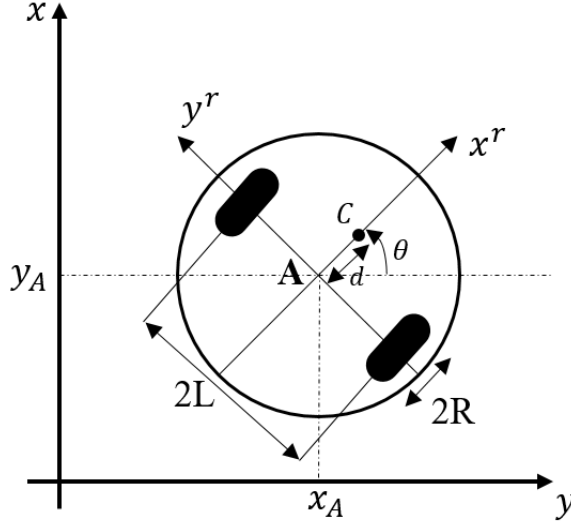
Khung robot: Nối các bánh xe và chứa các linh kiện như động cơ, bộ điều khiển, cảm biến và pin.

Hình 3.1 mô tả vị trí của DDMR liên quan đến các hệ tọa độ sau:

- **Hệ tọa độ toàn cục:** được ký hiệu là $\{x, y\}$ để xác định vị trí chính xác của robot trên mặt phẳng Descartes.
- **Hệ tọa độ robot:** được ký hiệu là $\{x^r, y^r\}$, biểu thị vị trí cục bộ tương đối so với khung tham chiếu của robot. Tại đây, gốc tọa độ nằm ở $\{x_A, y_A\}$ (điểm A). Tâm khối lượng của robot, được ký hiệu là điểm C, được giả định nằm dọc theo trục x^r cách điểm A một khoảng cách d .

Gọi $\{x_A, y_A\}, \{x_A^r, y_A^r\}$ lần lượt là tọa độ của điểm A trong hệ khung toàn cục và hệ khung robot. Ta chọn điểm A là gốc của hệ tọa độ robot và cũng là điểm trung tâm của DDMR. Đối với hệ tọa độ toàn cục (môi trường thực) thì vị trí điểm A cũng chính là vị trí DDMR, tất cả tính toán xác định vị trí DDMR dựa trên điểm A.

Xác định $\dot{p} = [\dot{x}_A \dot{y}_A \dot{\theta}]^T$ và $\dot{p}^r = [\dot{x}_A^r \dot{y}_A^r \dot{\theta}]^T$ tương ứng là vận tốc của DDMR trong hệ khung toàn cục và hệ khung robot, trong đó θ là góc hướng của robot, và $\dot{\theta}$ là đạo hàm của nó theo thời gian.



Hình 3.1 Hệ tọa độ của DDMR

Mối quan hệ chuyển động giữa hai hệ khung được biểu diễn như sau:

$$\dot{p} = O(\theta)\dot{p}^r \quad (3.1)$$

Trong đó $O(\theta)$ là ma trận trực giao

$$O(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Với giả định không có trượt ngang như mô tả trong (3.3) nghĩa là các bánh xe không trượt vuông góc với trục dọc của chúng, tức là:

$$\dot{y}_A^r = 0 \quad (3.3)$$

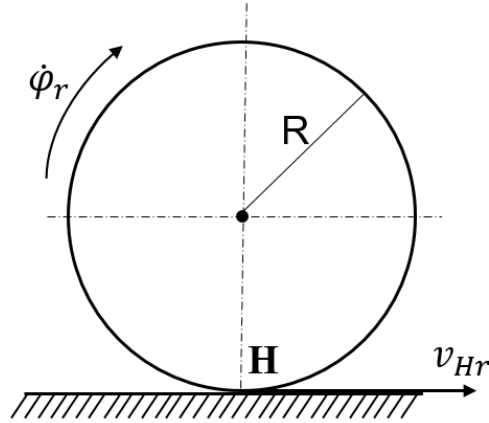
Và chuyển động lăn thuần túy, nghĩa là các bánh xe quay mà không có trượt hoặc lắc lư tại các điểm tiếp xúc với mặt đất, vận tốc tuyến tính của mỗi bánh xe (vận tốc của điểm H) (Hình 3.2) được biểu diễn bởi các phương trình sau:

$$\begin{cases} v_{Hr} = v_r = R\dot{\phi}_r \\ v_{Hl} = v_l = R\dot{\phi}_l \end{cases} \quad (3.4)$$

Trong đó:

- v_{Hr}, v_{Hl} vận tốc tuyến tính của điểm H trên bánh xe phải và bánh xe trái.
- v_r, v_l là vận tốc tuyến tính của bánh xe phải và bánh xe trái.

- $\dot{\phi}_r, \dot{\phi}_l$ là vận tốc góc tương ứng của bánh xe phải và bánh xe trái.



Hình 3.2 Bánh xe bên phải của DDMR

3.1.1 Mô hình động học (Kinematic)

Phương trình (3.5) thể hiện mô hình động học của DDMR [41]:

❖ **Động học thuận (Forward kinematic):**

$$\begin{cases} v = \frac{v_r + v_l}{2} = \frac{R(\dot{\phi}_r + \dot{\phi}_l)}{2} \\ \omega = \frac{v_r - v_l}{2L} = \frac{R(\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_l)}{2L} \end{cases} \quad (3.5)$$

Trong đó v là vận tốc tuyến tính và ω là vận tốc góc của DDMR. Động học thuận sẽ giúp ta tính toán được vận tốc dài và vận tốc góc của DDMR robot trong môi trường thực từ vận tốc hai bánh trái, phải. Nếu $v_r > v_l$ DDMR sẽ quay sang trái, ngược lại sẽ quay sang phải và sẽ đi thẳng nếu $v_r = v_l$.

❖ **Động học nghịch (Inverse kinematic):**

Từ (3.5), suy ra:

$$\begin{cases} v_r = v + \omega L \\ v_l = v - \omega L \end{cases} \quad (3.6)$$

Động học nghịch được dùng để tính toán giá trị vận tốc riêng lẻ của bánh trái, phải cần để DDMR đạt được vận tốc mong muốn trong môi trường thực.

❖ **Cập nhật vị trí DDMR từ động học thuận:**

Trong môi trường không có các thiết bị định vị chính xác cũng như các loại cảm biến hiện đại, ta vẫn có thể xác định được vị trí thực của DDMR khi biết giá trị v, ω đo được từ hai bánh và vị trí ban đầu của DDMR.

Từ (3.5), ta có thể xác định vận tốc theo các phương trong hệ robot của DDMR như sau:

$$\begin{cases} \dot{x}_A^r = \frac{R(\dot{\phi}_r + \dot{\phi}_l)}{2} \\ \dot{y}_A^r = 0 \\ \dot{\theta} = \omega = \frac{R(\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_l)}{2L} \end{cases} \quad (3.7)$$

Dẫn tới phương trình sau:

$$\dot{p}^r = \begin{bmatrix} \dot{x}_A^r \\ \dot{y}_A^r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 \\ 0 & 0 \\ R/2L & -R/2L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_r \\ \dot{\phi}_l \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Từ (3.1), (3.5), (3.7), (3.8), ta được

$$\dot{p} = \begin{bmatrix} R/2 \cos \theta & R/2 \cos \theta \\ R/2 \sin \theta & R/2 \sin \theta \\ R/2L & -R/2L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_r \\ \dot{\phi}_l \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Hoặc

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_A \\ \dot{y}_A \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Từ các phương trình trên, vị trí thực của DDMR sẽ được cập nhật bằng các phương trình dưới đây (miền rời rạc):

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= x_k + v \cos(\theta_k) \Delta t \\ y_{k+1} &= y_k + v \sin(\theta_k) \Delta t \\ \theta_{k+1} &= \theta_k + \omega \Delta t \end{aligned} \quad (3.11)$$

Trong đó $[x_k \ y_k \ \theta_k]^T$ là vị trí của DDMR tại thời điểm k và $[x_{k+1} \ y_{k+1} \ \theta_{k+1}]^T$ là vị trí DDMR tại thời điểm $k + 1$, Δt là thời gian của vòng lặp cập nhật của bộ điều khiển.

3.1.2 Mô hình động lực học (Dynamic)

Mô hình động lực học của DDMR được biểu diễn ở phương trình (3.12), mô hình này có tính đến tất cả các thành phần lực liên quan như quán tính, mô men, khối lượng và vận tốc [42]:

$$\begin{cases} \left(m + \frac{2}{R^2} I_w\right) \dot{v} - m_c d \omega^2 = \frac{1}{R} (\tau_r + \tau_l) \\ \left(I + \frac{2L^2}{R^2} I_w\right) \dot{\omega} + m_c d \omega v = \frac{L}{R} (\tau_r - \tau_l) \end{cases} \quad (3.12)$$

Trong đó, tổng mô-men quán tính tương đương I được tính như sau:

$$\begin{aligned} I &= I_c + 2I_m + 2I_w \\ &= m_c d^2 + 2m_a L^2 + 2m_w R^2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Trong đó:

m_w, m_a : lần lượt là khối lượng của mỗi bánh xe có và không có bộ truyền động;

m và m_c : lần lượt là tổng khối lượng của DDMR có và không có bánh xe cùng bộ truyền động;

I_w : là mô-men quán tính của bánh xe;

I_c : mô-men quán tính của DDMR quanh trục qua tâm khối lượng;

I_m : mô-men quán tính của DDMR quanh trục qua tâm trục bánh xe;

τ_r, τ_l là mô-men xoắn của bộ truyền động bánh xe bên phải và bên trái.

Trong dạng không gian trạng thái (State Space Form), (3.12) được biểu diễn như sau:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} m + \frac{2}{R^2} I_w & 0 \\ 0 & I + \frac{2L^2}{R^2} I_w \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_c d \omega^2 \\ -m_c d \omega v \end{bmatrix}}_V + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{R} & \frac{1}{R} \\ \frac{L}{R} & -\frac{L}{R} \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Hay:

$$M \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = V + C \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.1.3 Các bất định trong mô hình

Trong điều kiện sử dụng thực tế, do các yếu tố đặc biệt về điều kiện, đối tượng sử dụng nên mô hình xe lăn điện xuất hiện rất nhiều yếu tố bất định về mô hình, cụ thể là:

Bất định về khối lượng: Ta có thể thấy khối lượng trung bình của một xe lăn điện khoảng 30-50kg. Tuy nhiên khối lượng người sử dụng thường gấp đôi khối lượng xe lăn điện, đồng thời trọng lượng của người sử dụng cũng thay đổi rất lớn, có

thể từ 40-100kg. Vì vậy sự thay đổi về khối lượng sẽ ảnh hưởng rất lớn đến động lực của hệ, cụ thể là cần sự thay đổi trong mô-men có động cơ để có thể đáp ứng được vận tốc thiết kế.

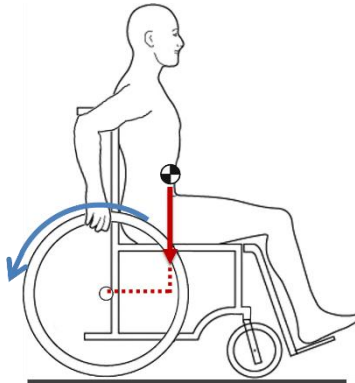
Bất định về trọng tâm: Xe lăn điện có diện tích tiếp xúc rất nhỏ, do đó chỉ cần thay đổi tư thế ngồi sẽ gây ra sai lệch lớn về trọng tâm dẫn đến mất cân bằng hệ thống, đặc biệt là làm sai lệch quỹ đạo khi cần thay đổi hướng di chuyển (vận tốc góc $\omega \neq 0$).



Hình 3.3 Khối lượng lớn gây bất định mô hình

Trong các nghiên cứu [44]-[45], các tác giả đã thực nghiệm và đánh giá về ảnh hưởng của tư thế người ngồi đến vị trí đặt trọng lực của xe lăn điện (khoảng cách d trong Hình 3.1), đặc biệt là khi tăng tốc hoặc khi người ngồi ngã về phía trước. Từ đó, trong phạm vi luận án, các yếu tố bất định được giới hạn như sau:

- Sự thay đổi khối lượng: giới hạn ở mức 50 – 100 (kg)
- Sự thay đổi về trọng tâm: Giới hạn ở mức thay đổi tối đa $\Delta d = 15$ (cm)



Hình 3.4 Bất định về trọng tâm

Xét phương trình (3.14), ta thấy sự thay đổi của khối lượng và trọng tâm sẽ ảnh hưởng đến gần như tất cả các thành phần, từ đó có thể viết lại như sau:

$$\begin{aligned}
 (M_0 + \Delta M) \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} &= (V_0 + \Delta V) + C \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} + d(t) \\
 M_0 \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} &= V_0 + C \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} + \underbrace{\Delta V - \Delta M \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix}}_{\rho(t)} + d(t)
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Hay:

$$M_0 \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = V_0 + C \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} + \rho(t) \tag{3.17}$$

Trong đó M_0, V_0 là các đại lượng đã biết ban đầu, được dùng để thiết kế bộ điều khiển, ΔM và ΔV là các đại lượng có thể thay đổi khi vận hành thực tế mà ta không biết, $d(t)$ là các giá trị nhiễu khác như: sai số cảm biến, nhiễu tín hiệu..v.v, $\rho(t)$ là tổng của các yếu tố bất định này và có thể thay đổi theo thời gian.

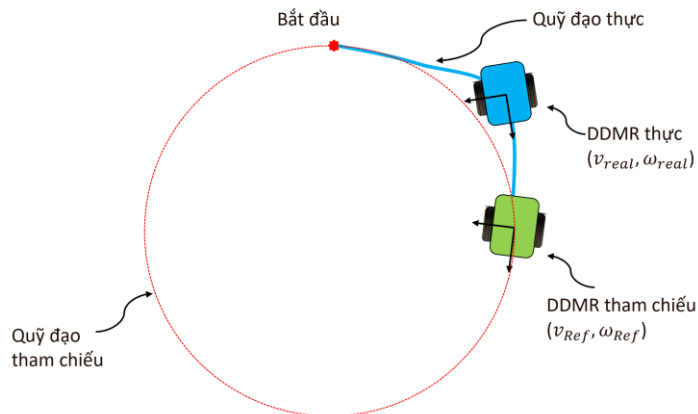
Tuy không xác định được chính xác giá trị các đại lượng bất định nhưng ta có giới hạn giá trị của các bất định này ($\max\{\rho(t)\} \leq D$) vì các thông số thay đổi của m, d đã được giới hạn và vận tốc, gia tốc của động cơ ($v, \dot{v}, \omega, \dot{\omega}$) cũng là các giá trị có thể giới hạn bởi thông số vật lý của động cơ hoặc các hệ số của bộ điều khiển.

Thông số động cơ của DDMR được giới hạn như sau:

Bảng 3-1 Giới hạn vật lý của DDMR

Thông số	Ký hiệu	Giá trị tối đa	Đơn vị
Vận tốc dài tối đa	v_{max}	0.4	m/s
Gia tốc dài tối đa	$\dot{v}_{max}$	0.8	m/s^2
Vận tốc góc tối đa	ω_{max}	0.4	rad/s
Gia tốc góc tối đa	$\dot{\omega}_{max}$	1	rad/s^2

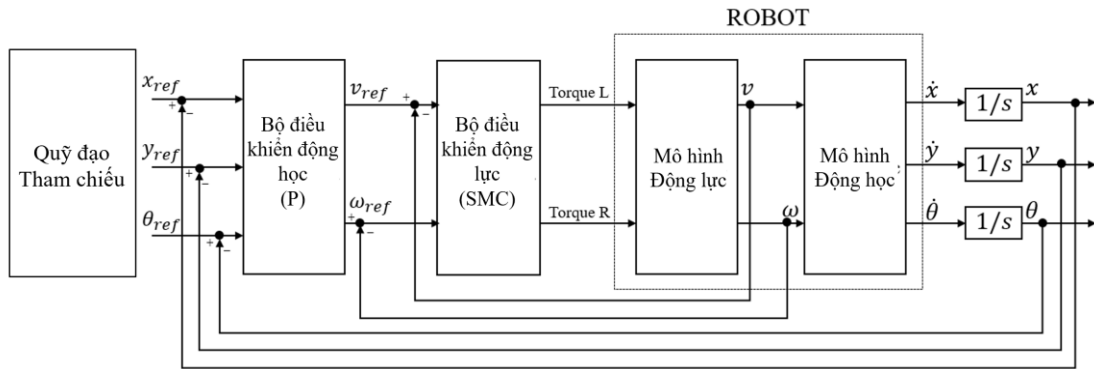
3.2 Phương pháp điều khiển quỹ đạo



Hình 3.5 Phương pháp điều khiển quỹ đạo

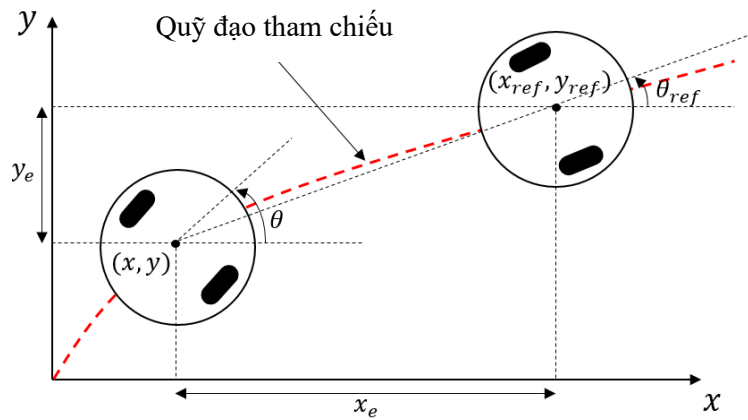
Ta điều khiển quỹ đạo theo phương pháp bám đuôi. Dựa trên quỹ đạo thiết kế sẵn và tốc độ mong muốn, DDMR tham chiếu sẽ di chuyển trước (luôn nằm trên quỹ đạo). Từ đây DDMR thực sẽ liên tục cập nhật vị trí và đuôi theo DDMR tham chiếu.

Sơ đồ điều khiển mô tả trong Hình 3.6. Đầu tiên ta thiết lập một quỹ đạo tham chiếu (Reference path) và vận tốc mặc định cho DDMR tham chiếu. Từ đó, DDMR tham chiếu sẽ di chuyển trước và hồi tiếp vị trí hiện tại tại $(x_{ref}, y_{ref}, \theta_{ref})$ về cho bộ điều khiển động học (Kinematic Controller), từ đây bộ điều khiển sẽ xuất ra tín hiệu vận tốc tham chiếu (v_{ref}, ω_{ref}) để DDMR thực có thể đến vị trí DDMR tham chiếu. Các tín hiệu vận tốc tham chiếu là đầu vào của bộ điều khiển động lực học (Dynamic Controller) để tính toán chính xác mô-men cần thiết cho từng động cơ. Sau khi tín hiệu điều khiển được truyền xuống DDMR (hoặc vào mô hình động lực trong trường hợp mô phỏng), vận tốc thực tế sẽ được dùng để cập nhật vị trí mới của DDMR (công thức (3.11)), sau đó vị trí của DDMR thực lại được hồi tiếp về bộ điều khiển động học.



Hình 3.6 Sơ đồ điều khiển quỹ đạo

❖ Điều khiển động học (Kinematic Controller):



Hình 3.7 Tương quan vị trí giữa DDMR thực và DDMR tham chiếu

Sai số theo dõi quỹ đạo p_e là sự khác biệt giữa tư thế thực tế của robot, được ký hiệu là $p = [x \ y \ \theta]^T$ và tư thế của robot tham chiếu (được minh họa trong Hình 3.7), được ký hiệu là $p_{ref} = [x_{ref} \ y_{ref} \ \theta_{ref}]^T$, như vậy:

$$p_e = \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ \theta_e \end{bmatrix} = p_{ref} - p = \begin{bmatrix} x_{ref} - x \\ y_{ref} - y \\ \theta_{ref} - \theta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

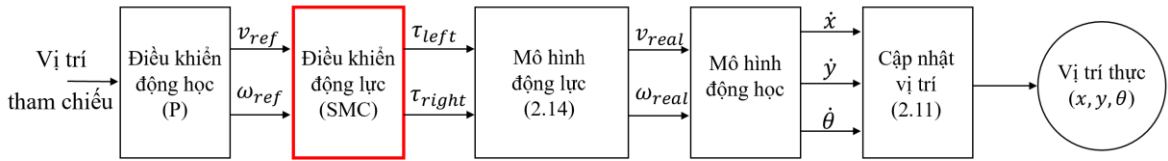
Trong kiến trúc điều khiển phân cấp này (Hình 3.6), bộ điều khiển động học ở vòng ngoài cùng sử dụng một bộ điều khiển loại P (P controller) đơn giản được thiết kế như sau:

$$\begin{aligned} \omega_{ref} &= K_w \cdot \theta_e \\ v_{ref} &= K_v \cdot d_e \end{aligned} \quad (3.19)$$

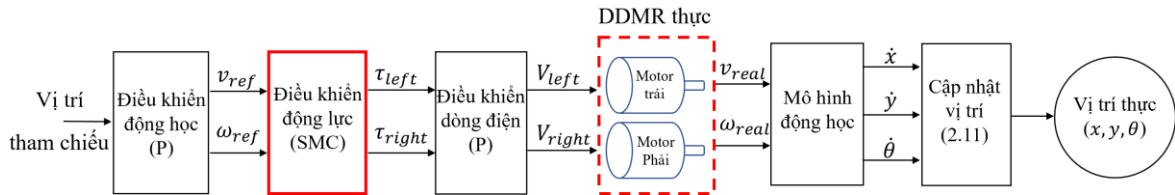
Trong đó, ω_{ref} , v_{ref} là vận tốc góc và vận tốc dài tham chiếu; K_w , K_v là hệ số cho bộ điều khiển; d_e và θ_e lần lượt là sai số khoảng cách và sai số góc, được xác định như sau: $d_e = (x_e^2 + y_e^2)^{1/2}$ và $\theta_e = \tan^{-1}(y_e, x_e)$.

❖ Điều khiển động lực học (Dynamic Controller):

Đây là bộ điều khiển ứng dụng kết quả chính của luận án (Điều khiển trượt terminal bậc 2). Sau khi tín hiệu ω_{ref} , v_{ref} được phát ra từ bộ điều khiển động học, nó sẽ được truyền đến bộ điều khiển động lực học, tại đây bộ điều khiển sẽ tính toán đến các yếu tố bất định và động lực học của hệ DDMR, sau đó đưa ra tín hiệu điều khiển là mô men $\tau_{right}, \tau_{left}$ đến từng bánh xe (Hình 3.8, Hình 3.9). Trong mô phỏng ta sử dụng mô hình động lực 2.14 (Hình 3.8) với các yếu tố nhiễu được thêm vào (trình bày rõ trong **mục 3.3.2**) nhằm mô tả gần nhất với các điều kiện hoạt động thực tế của xe lăn điện (DDMR thực trong Hình 3.9).



Hình 3.8 Lưu đồ điều khiển quỹ đạo trong mô phỏng



Hình 3.9 Lưu đồ điều khiển quỹ đạo trên DDMR thực

Để kiểm chứng tính hiệu quả của phương pháp điều khiển quỹ đạo này, ta sẽ thiết kế bộ điều khiển dựa trên mặt trượt tuyến tính (LSM) và mặt trượt phi tuyến

(NTSM) sau đó tiến hành mô phỏng, đánh giá kết quả trước khi áp dụng mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc 2.

3.3 Bộ điều khiển quỹ đạo dựa trên mặt trượt tuyến tính (LSM)

3.3.1 Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt LSM

Từ phương trình (3.17), ta viết lại phương trình động lực của DDMR như sau:

$$M\ddot{q} = V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t) \quad (3.20)$$

Trong đó:

$$M = \begin{bmatrix} m + \frac{2}{R^2}I_w & 0 \\ 0 & I + \frac{2L^2}{R^2}I_w \end{bmatrix}; \dot{q} = \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix}; \ddot{q} = \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix};$$

$$V(\dot{q}) = \begin{bmatrix} m_c d\omega^2 \\ m_c dv\omega \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1/R & 1/R \\ L/R & -L/R \end{bmatrix}; u(t) = \begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix}$$

Như đã trình bày ở mục 3.3, tín hiệu tham chiếu để điều khiển động lực học của DDMR sẽ được lấy từ bộ điều khiển động học (Kinematic Controller), đó là $\dot{q}_r = \begin{bmatrix} v_{ref} \\ \omega_{ref} \end{bmatrix}$. Sau khi có tín hiệu tham chiếu, so sánh với tốc độ hiện tại của DDMR, sai số được xác định như sau:

$$\dot{e}(t) = \dot{q} - \dot{q}_r = [v_e, \omega_e]^T = [v - v_{ref}, \omega - \omega_{ref}]^T \quad (3.21)$$

Vậy,

$$\ddot{e}(t) = M^{-1}(V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r \quad (3.22)$$

Để điều khiển DDMR đi đúng quỹ đạo, nhiệm vụ của bộ điều khiển là phải đưa $\dot{e}(t)$ về “0”. Để thiết kế bộ điều khiển dựa trên LSM, đầu tiên ta chọn mặt trượt như sau:

$$s = \dot{e} + \gamma e \quad (3.23)$$

Với $\gamma > 0$, bộ điều khiển động học cho DDMR dựa trên LSM được thiết kế theo định lý sau:

Định lý 1: Mặt trượt (3.23) sẽ tiến về “0”, sau đó sai số của hệ thống (3.20) sẽ tiến tiệm cận “0” khi tín hiệu bộ điều khiển được thiết kế như sau:

$$u = u_{eq} + u_n$$

Trong đó:

$$u_{eq} = C^{-1}M(-M^{-1}V(\dot{q}) + \ddot{q}_r - \gamma\dot{e}) \quad (3.24)$$

$$u_n = -C^{-1}M\text{sign}(s)(k + \eta) \quad (3.25)$$

Và thỏa điều kiện:

$$k = \text{Max}\{\|M^{-1}\rho(t)\|\}, \eta > 0 \quad (3.26)$$

Chứng minh:

Xét hàm Lyapunov:

$$V = 0,5s^T s \quad (3.27)$$

Lấy đạo hàm theo thời gian, ta được:

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = s^T (M^{-1}(V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r + \gamma\dot{e}) \quad (3.28)$$

Thay (3.24) và (3.25) vào (3.28), ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T (M^{-1}Cu_n + M^{-1}\rho(t)) \\ &= s^T (-\text{sign}(s)(k + \eta) + M^{-1}\rho(t)) \\ &= -k\|s\| - \eta\|s\| + sM^{-1}\rho(t) \end{aligned}$$

Theo điều kiện (3.26), ta thấy:

$$\dot{V} \leq -\eta\|s\| = -\eta\sqrt{2V^{1/2}} < 0 \text{ với mọi giá trị } s \neq 0$$

Có nghĩa là $s \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn $t_r < \frac{\sqrt{2}}{\eta} V^{1/2}(0)$. Sau khi $s \rightarrow 0$, các biến trạng thái cũng sẽ tiến về tiệm cận 0 theo phương trình: $\dot{e} = -\gamma e$

Hoàn tất chứng minh.

3.3.2 Mô phỏng

Mô phỏng sẽ được thực hiện với thông số của DDMR như

Bảng 3-2. Trong đó các bất định mô hình bao gồm: $\Delta m_c = 50kg$, $\Delta d = 10cm$. Giới hạn vận tốc: $v_{max} = 0,4m/s$, $w_{max} = 0,4rad/s$ (Bảng 3-1). Các bất định được thêm vào như sau:

$$\begin{cases} d_{mc} = 25 \sin(t) + n_1 \\ d_d = 0,1 \sin(t) + n_2 \end{cases}$$

Trong đó d_{mc} là sự thay đổi về khối lượng với biên độ $\pm 25kg$, d_d là sự thay đổi về trọng tâm với biên độ $\pm 0.1m$, n_1, n_2 là các nhiễu ngẫu nhiên với biên độ lần lượt là 2 và 0.01. d_{mc} và d_d sẽ được cộng trực tiếp vào khối lượng tổng và khoảng cách trọng tâm trong mô hình động lực sử dụng trong mô phỏng.

Thông số bộ điều khiển như sau: $\gamma = 6$, $k = [2; 3]^T$. Kết quả mô phỏng được thể hiện từ Hình 3.10 - Hình 3.21.

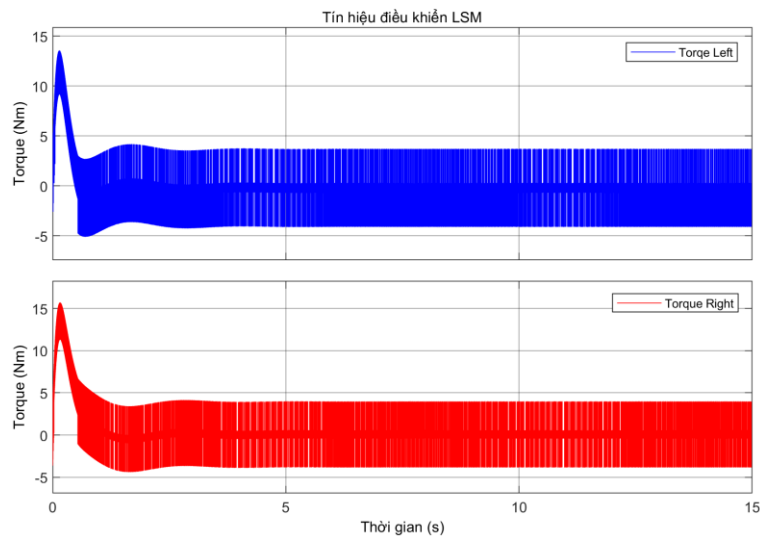
Bảng 3-2 Thông số DDMR

Trọng lượng khung thân robot	m_c	70	kg
Trọng lượng cơ cấu dẫn động (bánh và động cơ)	m_a	5	kg
Bán kính bánh xe	r	0.25	m
Khoảng cách trục	$2L$	1	m
Trọng lượng mỗi bánh xe	m_w	1	kg
Khoảng cách từ trọng tâm xe đến tâm trục bánh	d	0.15	m

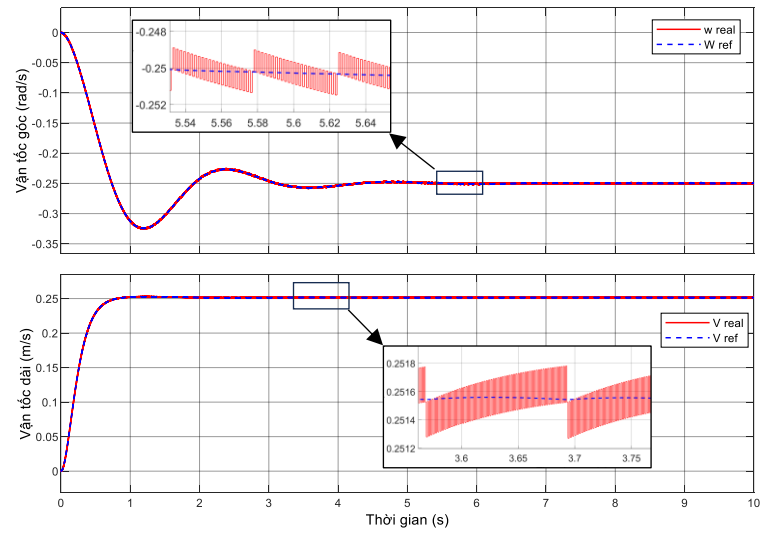
3.3.2.1 Mô phỏng LSM không sử dụng “lớp biên”

Quỹ đạo 1: hình tròn, $R = 1m$. Kết quả mô phỏng từ Hình 3.10 đến Hình 3.13. Ta có thể thấy tín hiệu điều khiển Hình 3.10 có mức độ chattering rất cao và đáp ứng vận tốc cả vận tốc dài và vận tốc góc đều bám rất tốt mặc dù có sự thay đổi lớn của tải và trọng tâm (yếu tố bất định không biết trước).

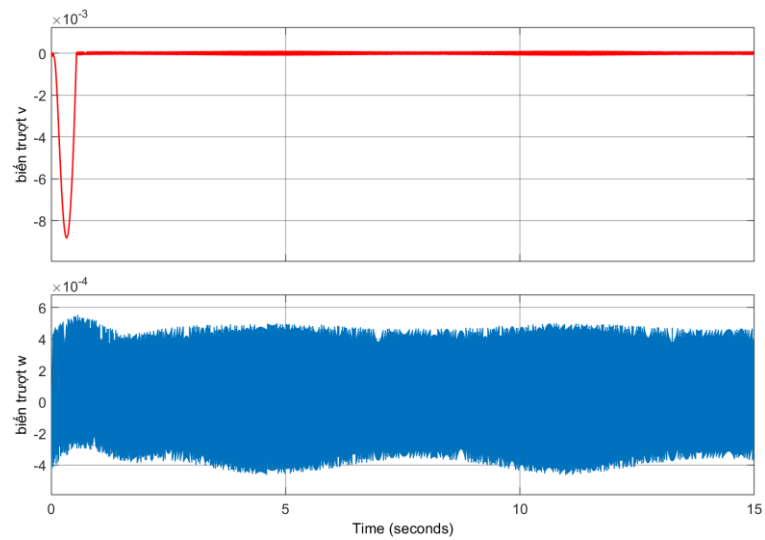
Ta cũng có thể thấy đặc trưng của mặt trượt tuyến tính đó là biến trạng thái về tiệm cận “0” (Hình 3.13).



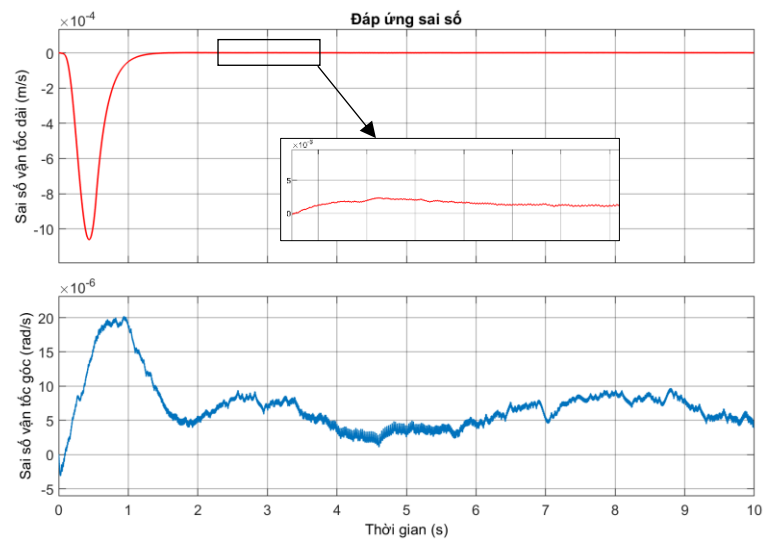
Hình 3.10 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)



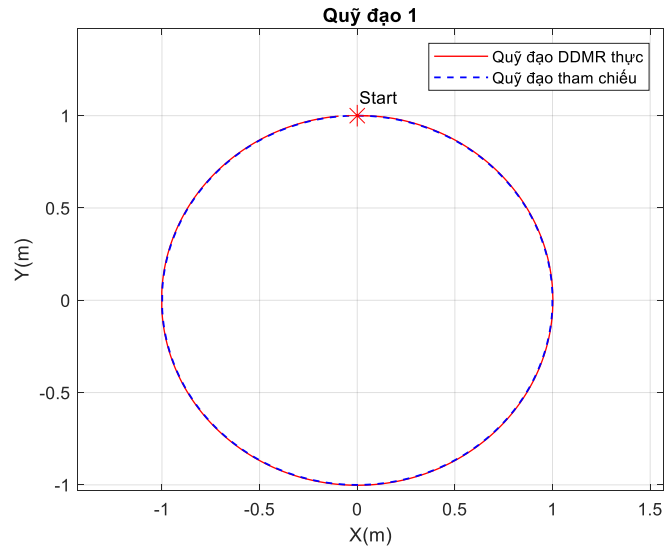
Hình 3.11 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)



Hình 3.12 Đáp ứng biến trượt quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)



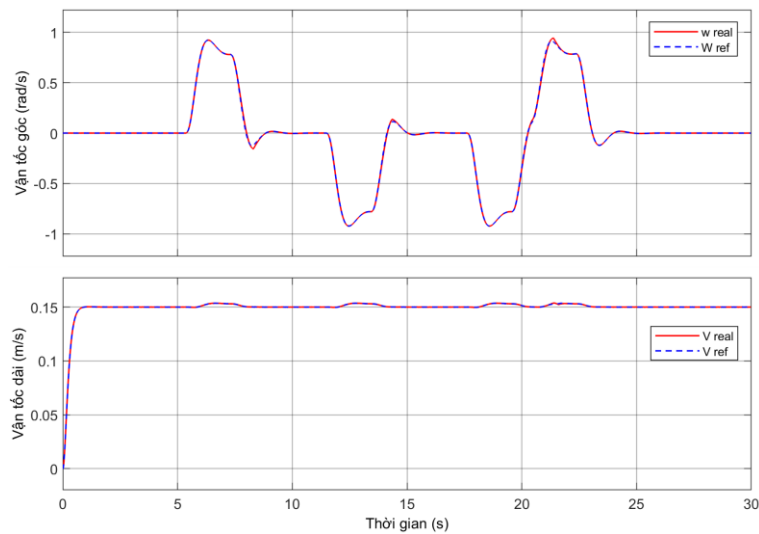
Hình 3.13 Sai số xác lập quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)



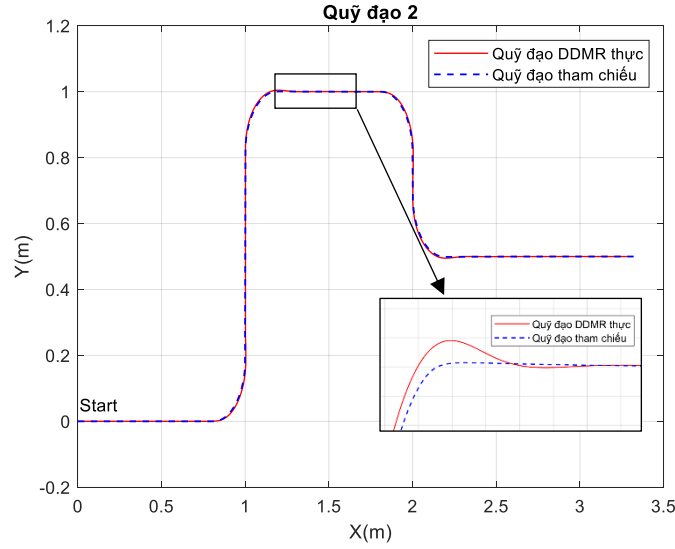
Hình 3.14 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (LSM không lớp biên)

- **Quỹ đạo 2:** Đoạn đường có thẳng kết hợp rẽ 90°

Đối với quỹ đạo 2, ta thấy sự yêu cầu về thay đổi vận tốc góc (ω) nhiều hơn quỹ đạo 1 nhưng bộ điều khiển vẫn đáp ứng tốt với các thông số bộ điều khiển không đổi (Hình 3.15). Kết quả di chuyển của DDMR cũng bám rất tốt với quỹ đạo tham chiếu.



Hình 3.15 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (LSM không lớp biên)



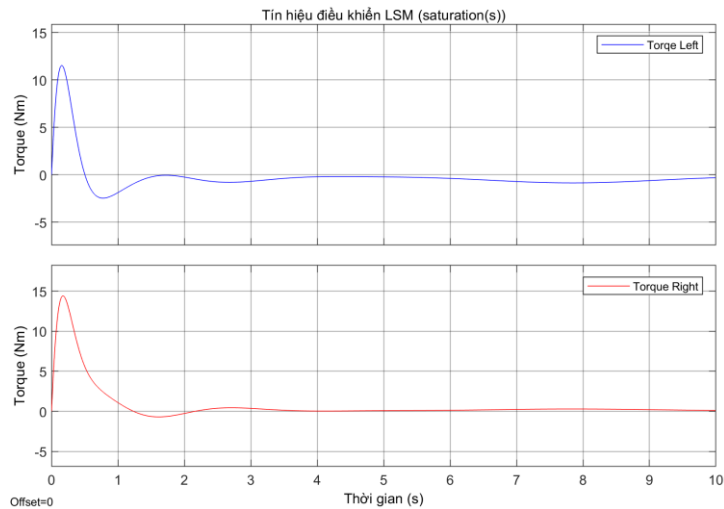
Hình 3.16 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (LSM không lớp biên)

3.3.2.2 Mô phỏng LSM với lớp biên

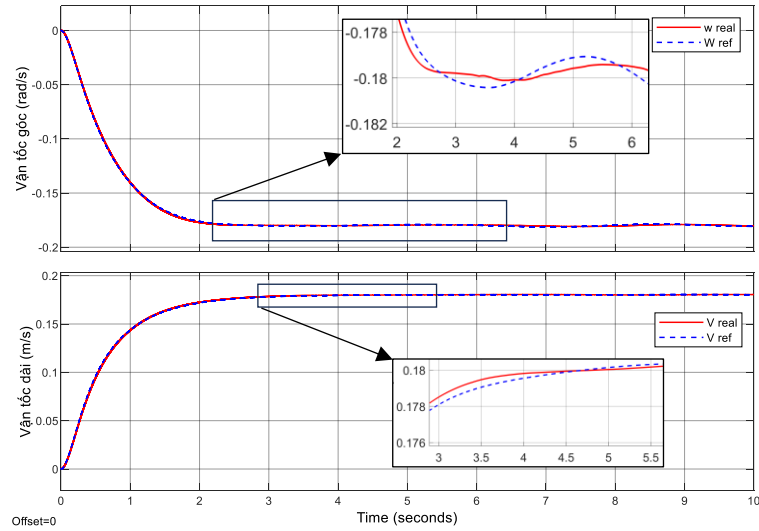
Để đánh giá độ chính xác của bộ điều khiển khi áp dụng phương pháp khử chattering truyền thống, hàm saturation với độ dày $\varepsilon = 0.01$ được sử dụng để thay thế hàm $sign(s)$ với các thông số bộ điều khiển như trên:

$$sat(s/0.01) = \begin{cases} sign(s) = 1 & \text{nếu } s > 0.01, \\ s/0.01 & \text{nếu } |s| \leq 0.01, \\ sign(s) = -1 & \text{nếu } s < -0.01 \end{cases}$$

Kết quả mô phỏng thể hiện từ Hình 3.17 đến Hình 3.21:



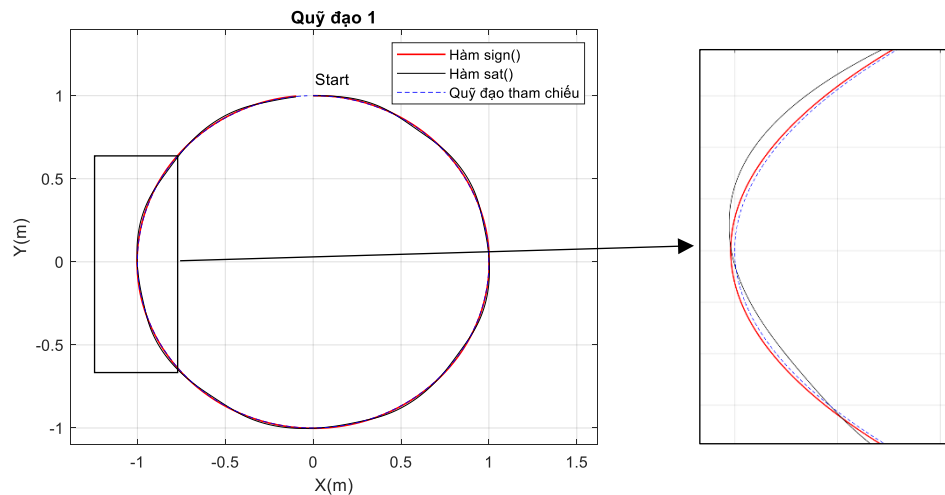
Hình 3.17 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (LSM có lớp biên)



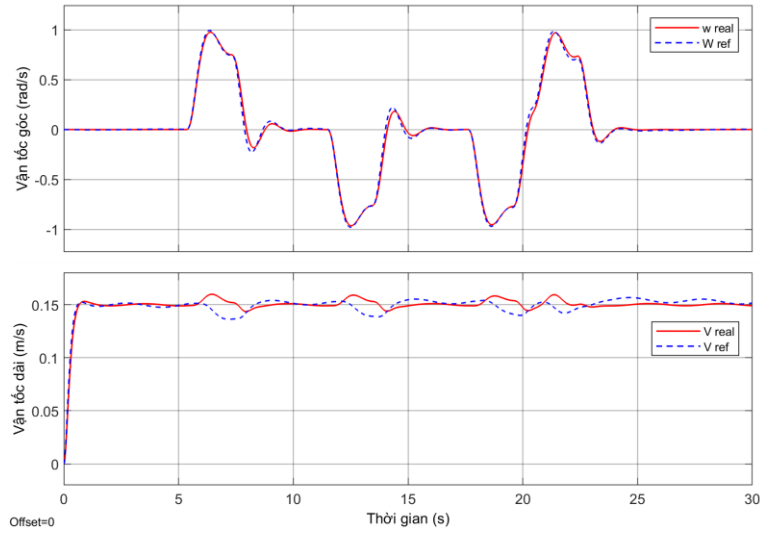
Hình 3.18 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (LSM có lớp biên)

Có thể thấy rõ với lớp biên, tín hiệu điều khiển sẽ mượt hơn (Hình 3.17), gần như khử hoàn toàn chattering, tuy nhiên việc bám theo vận tốc tham chiếu không tốt (Hình 3.18). Việc này dẫn đến kết quả bám quỹ đạo của DDMR cũng không đáp ứng tốt. Hình 3.19 có thể thấy khi áp dụng hàm $\text{sat}()$, quỹ đạo của DDMR (đường màu đen) đã lệch khá xa so với quỹ đạo tham chiếu.

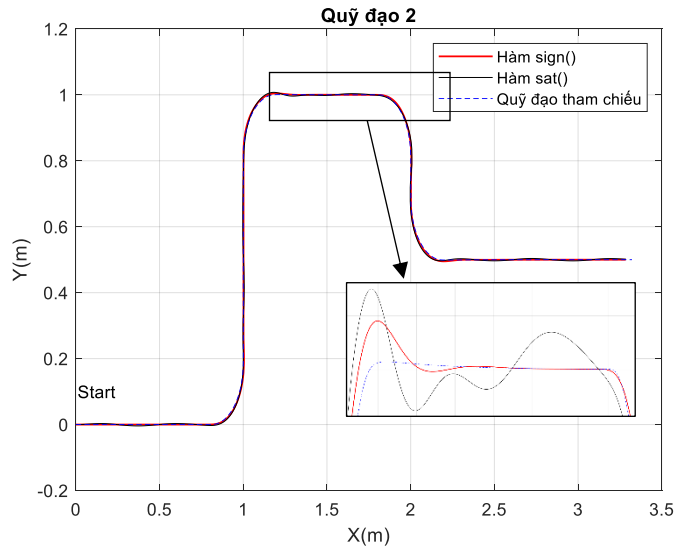
Đối với quỹ đạo 2, yêu cầu sự thay đổi lớn trong vận tốc góc và gia tốc góc ($\omega, \dot{\omega}$) sẽ dẫn đến sai số lớn hơn (Hình 3.20) và kết quả tất yếu là việc bám theo quỹ đạo 2 của DDMR không tốt (Hình 3.21).



Hình 3.19 So sánh kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 giữa tín hiệu điều khiển có hàm sign (màu đỏ) so với tín hiệu điều khiển có hàm saturation (màu đen)



Hình 3.20 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (LSM có lớp biên)



Hình 3.21 So sánh kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 giữa tín hiệu điều khiển có hàm sign (màu đỏ) so với tín hiệu điều khiển có hàm saturation (màu đen)

3.3.2.3 Nhận xét

Ta có thể thấy khá rõ việc sử dụng lớp biên sẽ làm mất đi đáng kể độ chính xác của bộ điều khiển, tuy nhiên để đánh giá rõ hơn, các thông số đáp ứng của cả 2 bộ điều khiển được thể hiện trong Bảng 3-3 (thể hiện cho điều khiển quỹ đạo 1).

Ta có thể thấy đối với các chỉ số từ 1 - 4 trong Bảng 3-3 LSM truyền thống đều thể hiện tốt hơn LSM với lớp biên nhiều lần. Chỉ số 5 và 6 (IAE) là tổng trị tuyệt đối sai số tích lũy, có nghĩa là nếu sai số dù nhỏ nhưng dao động quanh điểm “0” càng nhiều thì chỉ số càng lớn, vì vậy chỉ số này thường được sử dụng để đánh giá chất lượng bộ điều khiển. Tuy bộ điều khiển LSM truyền thống sẽ đưa sai số về tiệm cận “0” nhưng do hiện tượng “chattering” nên giá trị sai số xác lập này sẽ dao động với tần số cao quanh vị trí tiệm cận “0”, do đó luận án sẽ sử dụng tiêu chí này (IAE) để

đánh giá độ chính xác và mức độ “chattering” của bộ điều khiển tạo ra, với chỉ số càng lớn chứng tỏ độ “chattering” của sai số càng nhiều. Đối với tiêu chí này (5 và 6) có thể thấy sự khác biệt không quá lớn của LSM truyền thống dù LSM sử dụng lớp biên có kết quả thể hiện kém hơn nhiều, điều này chứng tỏ hiện tượng “chattering” gây ra kết quả rất tiêu cực cho phương pháp LSM truyền thống.

Bảng 3-3 Bảng so sánh kết quả đáp ứng của phương pháp điều khiển LSM với trường hợp có và không có lớp biên

STT	Thông số đáp ứng	Đơn vị	LSM truyền thống	LSM với lớp biên
1	Thời gian về mặt trượt (t_r)	s	0.538	0.8
2	Thời gian quá độ (t_s)	s	1.5	4
3	Sai số xác lập vận tốc dài	m/s	5e-7	5.7e-5
4	Sai số xác lập vận tốc góc	Rad/s	3e-6	8e-5
5	Tích phân tuyệt đối sai số (IAE) vận tốc dài		0.002544	0.004275
6	Tích phân tuyệt đối sai số (IAE) vận tốc góc		0.0021	0.002423

3.4 Bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt phi tuyến (NTSM)

Trong phần này, luận án sẽ trình bày thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo cho DDMR với các thông số và giả định tương tự như thiết kế bộ điều khiển trong Mục 3.4. Thông qua kết quả mô phỏng, cũng sẽ làm rõ ưu điểm của NTSM so với LSM truyền thống cũng như nhược điểm cố hữu của SMC

3.4.1 Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo sử dụng mặt trượt NTSM

Xét phương trình động lực học của DDMR tương tự (3.20):

$$M\ddot{q} = V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t) \quad (3.29)$$

Sai số được xác định:

$$\dot{e}(t) = \dot{q} - \dot{q}_r = [v_e, \omega_e]^T = [v - v_{ref}, \omega - \omega_{ref}]^T \quad (3.30)$$

Và

$$\ddot{e}(t) = M^{-1}(V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r$$

Để điều khiển DDMR đi đúng quỹ đạo, nhiệm vụ của bộ điều khiển là phải đưa $\dot{e}(t)$ về “0”. Để thiết kế bộ điều khiển dựa trên NTSM, đầu tiên ta chọn mặt trượt như sau:

$$s = e + \frac{1}{\gamma} \dot{e}^{q/p} \quad (3.31)$$

Với p, q, γ được xác định trong (2.34), bộ điều khiển động học cho DDMR dựa trên NTSM được thiết kế theo định lý sau:

Định lý 2: Mặt trượt (3.31) sẽ tiến về “0”, sau đó sai số vận tốc của hệ thống (3.30) sẽ tiến về “0” trong thời gian hữu hạn khi tín hiệu bộ điều khiển được thiết kế như sau:

$$u = u_{eq} + u_n$$

Trong đó:

$$u_{eq} = C^{-1}M \left(-M^{-1}V(\dot{q}) + \ddot{q}_r - \gamma \frac{p}{q} \dot{e}^{2-q/p} \right) \quad (3.32)$$

$$u_n = -C^{-1}M \text{sign}(s)(k + \eta) \quad (3.33)$$

Và thoả điều kiện:

$$k = \text{Max}\{\|M^{-1}\rho(t)\|\}, \eta > 0 \quad (3.34)$$

Chứng minh:

Xét hàm Lyapunov: $V = 0,5s^T s$

Lấy đạo hàm theo thời gian, ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T \dot{s} = s^T \left(\dot{e} + \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} \ddot{e} \right) \\ &= s^T \left(\gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} \left(\gamma \frac{p}{q} \dot{e}^{2-\frac{q}{p}} + \ddot{e} \right) \right) \\ &= s^T \left(\gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} \left(\gamma \frac{p}{q} \dot{e}^{2-\frac{q}{p}} + M^{-1}(V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r \right) \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

Thay (3.32) và (3.33) vào (3.35), ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s^T \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} (M^{-1}Cu_n + M^{-1}\rho(t)) \\ &= s^T \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} (-\text{sign}(s)(k + \eta) + M^{-1}\rho(t)) \\ &= \gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} (-k\|s\| - \eta\|s\| + sM^{-1}\rho(t)) \end{aligned}$$

Theo điều kiện (3.34), ta thấy

$$\dot{V} \leq -\delta\|s\| = -\delta\sqrt{2V}^{1/2} < 0 \text{ với mọi giá trị } s \neq 0$$

Trong đó $\delta = \eta\gamma^{-1} \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1}$

Có nghĩa là $s \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn $t_r < \frac{\sqrt{2}}{\delta} V^{\frac{1}{2}}(0)$. Sau khi $s \rightarrow 0$, các biến trạng thái $e(t)$ và $\dot{e}(t)$ và cũng sẽ tiến về 0 trong thời gian hữu hạn theo phương trình:

$$\dot{e} = -(\gamma e)^{p/q} \quad (3.36)$$

Hoàn tất chứng minh.

Lưu ý 7: Từ (3.36), ta thấy thời gian về 0 của trạng thái sau khi tới mặt trượt là:

$$t = \gamma^{-\frac{p}{q}} \frac{q}{q-p} e^{\frac{q-p}{q}}(0)$$

Vậy tổng thời gian để trạng thái $e(t)$ và $\dot{e}(t)$ về 0 của hệ thống sẽ là:

$$t_s = t_r + \gamma^{-\frac{p}{q}} \frac{q}{q-p} e^{\frac{q-p}{q}}(0) \quad (3.37)$$

3.4.2 Mô phỏng

Các thông số mô phỏng sử dụng tương tự Mục 3.4.2 và thông số DDMR như

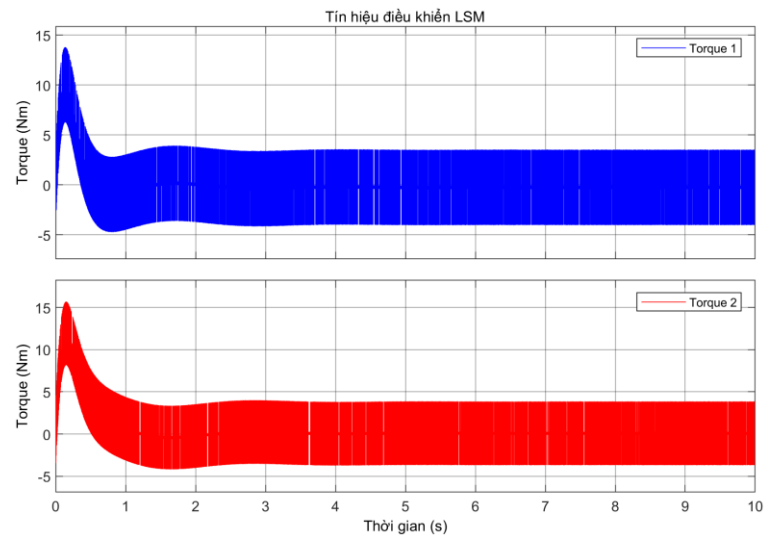
Bảng 3-2. Thông số bộ điều khiển như sau: $\gamma = 2, k = [2; 3]^T, p = 3, q = 5$

Mặt trượt là: $s = e + \frac{1}{2} \dot{e}^{5/3}$

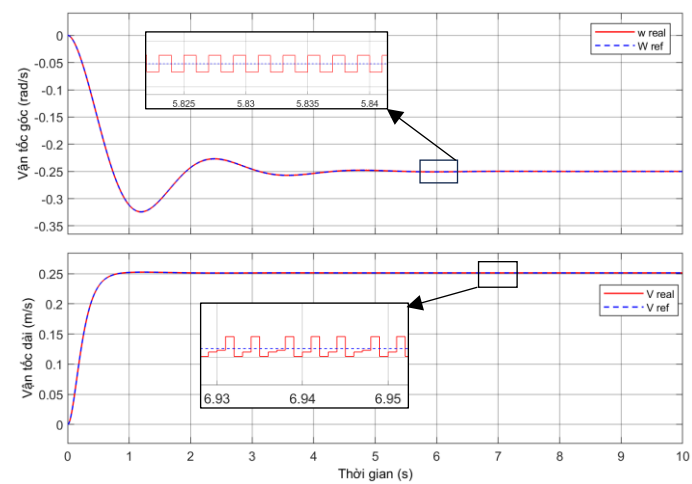
3.4.2.1 Mô phỏng NTSM không sử dụng “lớp biên”

- **Quỹ đạo 1:** hình tròn, bán kính 1m. Kết quả mô phỏng từ Hình 3.22 đến Hình 3.25

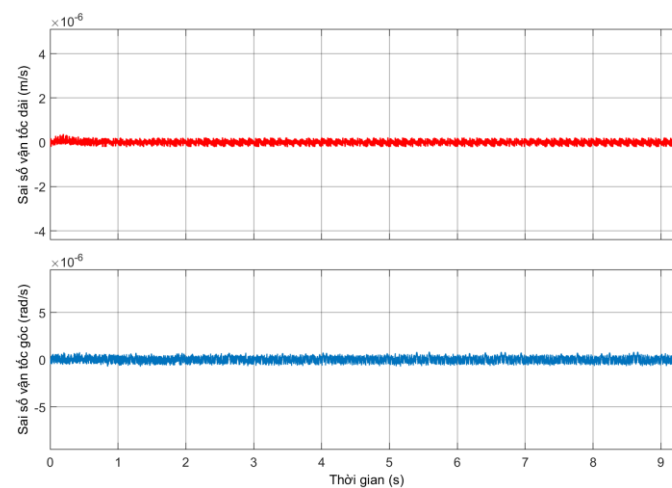
Ta thấy tín hiệu điều khiển NTSM (Hình 3.22) có hiện tượng chattering tương tự như bộ điều khiển LSM (Hình 3.10), tuy nhiên sai số xác lập của NTSM (Hình 3.24) lại tốt hơn và dao động quanh điểm chính xác “0”. Đáp ứng vận tốc (Hình 3.23) thể hiện rất tốt so với phương pháp LSM (Hình 3.11)



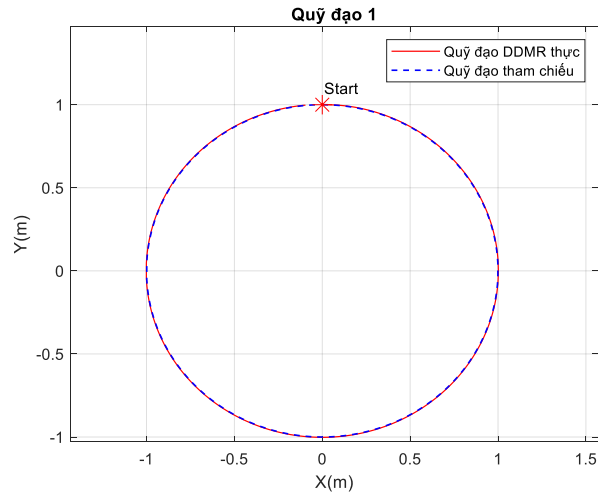
Hình 3.22 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên)



Hình 3.23 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên)



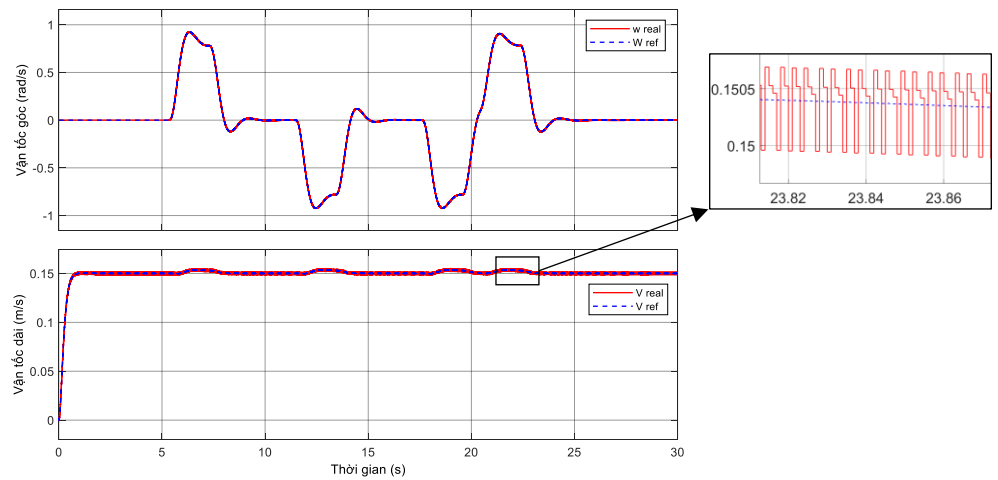
Hình 3.24 Sai số trạng thái quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên)



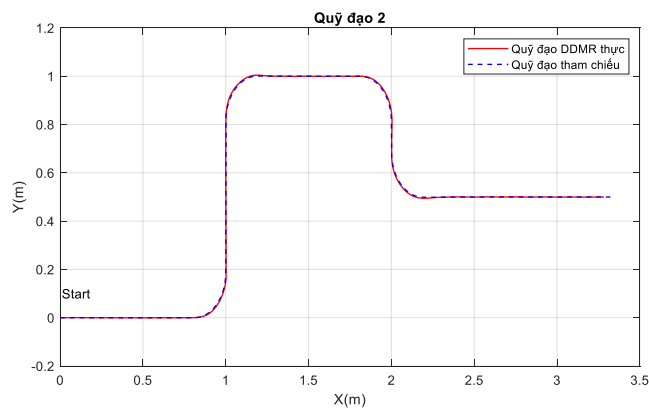
Hình 3.25 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (NTSM không lớp biên)

- **Quỹ đạo 2:** Đoạn đường có thẳng kết hợp rẽ 90°

Thông số bộ điều khiển tương tự như sử dụng trong điều khiển quỹ đạo 1. Bộ điều khiển NTSM vẫn thể hiện sự đáp ứng rất tốt đối với cả việc bám theo vận tốc góc và vận tốc dài tham chiếu (Hình 3.26), dẫn đến đáp ứng tốt việc bám quỹ đạo (Hình 3.27).



Hình 3.26 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (NTSM không lớp biên)

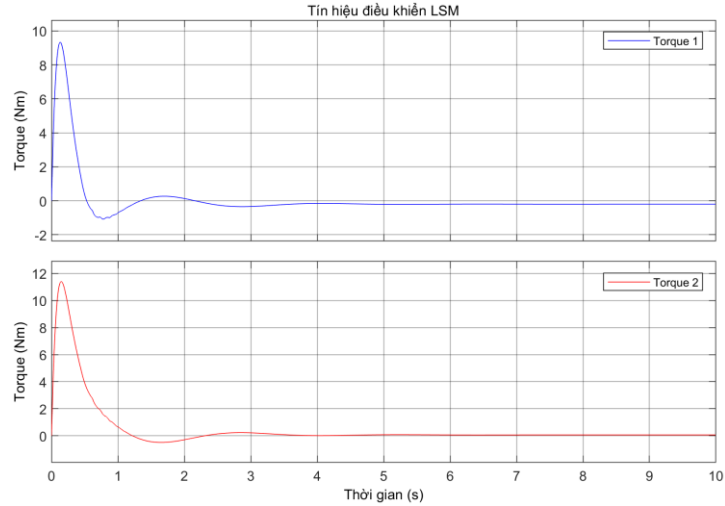


Hình 3.27 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (NTSM không lớp biên)

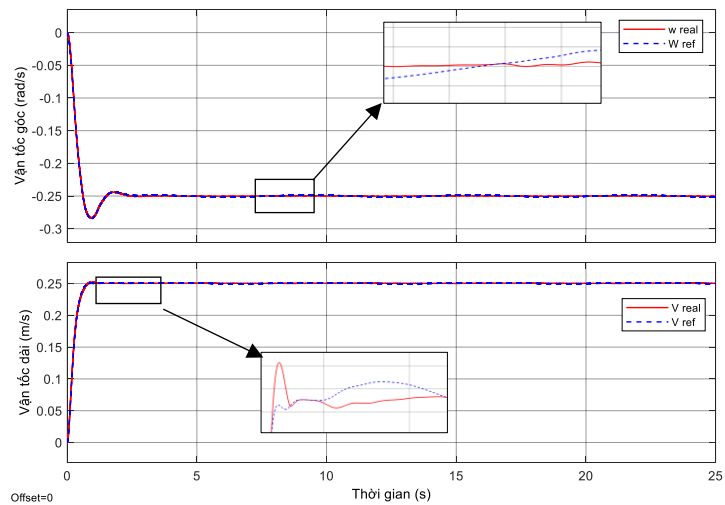
3.4.2.2 Mô phỏng NTSM với lớp biên

Để đánh giá độ chính xác của bộ điều khiển khi áp dụng phương pháp khử chattering, hàm saturation với độ dày $\varepsilon = 0.01$ được sử dụng để thay thế hàm $sign(s)$ với các thông số bộ điều khiển như trên **3.5.2.1**:

Kết quả mô phỏng thể hiện từ Hình 3.28 đến Hình 3.32

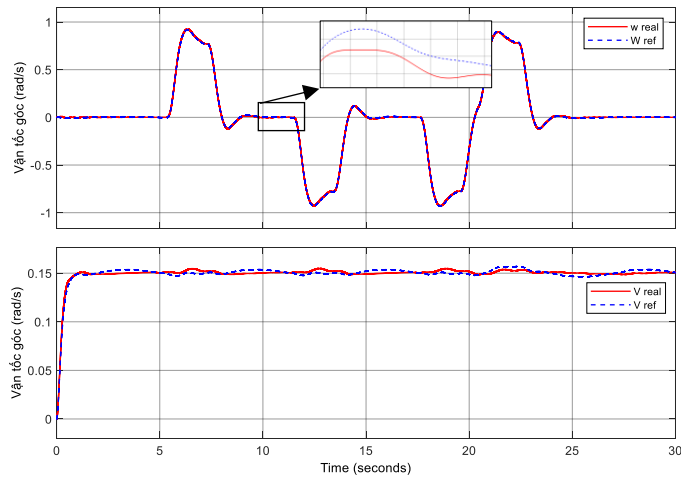


Hình 3.28 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên)

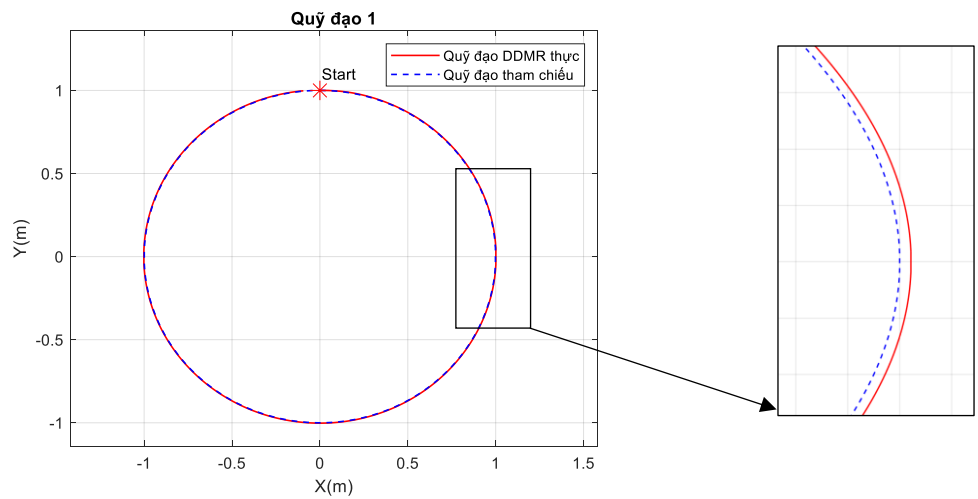


Hình 3.29 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên)

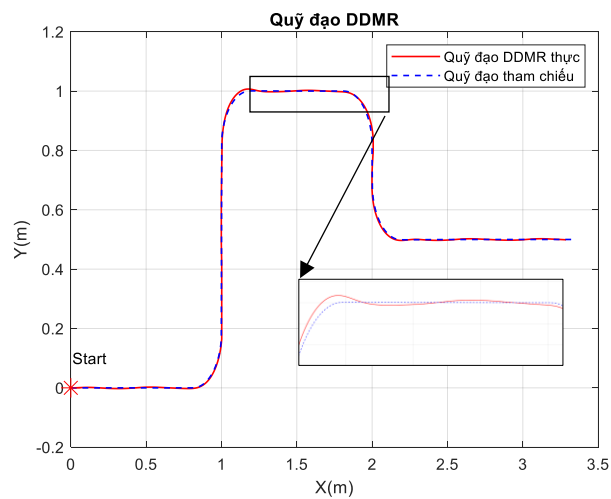
Ta thấy tín hiệu điều khiển (Hình 3.28) loại bỏ hoàn toàn hiện tượng chattering, và cũng tương tự với LSM, việc sử dụng lớp biên sẽ làm mất đi độ chính xác đáp ứng vận tốc (Hình 3.29 và Hình 3.30).



Hình 3.30 Đáp ứng vận tốc quỹ đạo 2 (NTSM có lớp biên)



Hình 3.31 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (NTSM có lớp biên)



Hình 3.32 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (NTSM có lớp biên)

Hình 3.31 và Hình 3.32 thể hiện kết quả bám quỹ đạo của DDMR khá tốt so với việc sử dụng lớp biên trong LSM (xem Hình 3.19 và Hình 3.21)

3.4.2.3 Nhận xét

Ta thấy NTSM thể hiện sự vượt trội so với LSM trong đảm bảo độ chính xác, tốc độ hội tụ và cả tính bền vững. Ngay cả khi sử dụng phương pháp lớp biên với cùng độ dày lớp boundary, NTSM vẫn thể hiện sự bền vững tương đối tốt với sai số không tăng quá nhiều. Các kết quả so sánh được thể hiện trong bảng Bảng 3-4.

Bảng 3-4 Bảng so sánh kết quả đáp ứng của phương pháp điều khiển NTSM với trường hợp có và không có lớp biên

STT	Thông số đáp ứng	Đơn vị	NTSM truyền thống	NTSM với lớp biên
1	Thời gian về mặt trượt (t_r)	s	0.4	0.6
2	Thời gian quá độ (t_s)	s	0.7	1
3	Sai số xác lập vận tốc dài	m/s	-8e-8	-1.8e-6
4	Sai số xác lập vận tốc góc	Rad/s	-4e-7	-7.1e-5
5	Tích phân tuyệt đối sai số (IAE) vận tốc dài		7e-5	2e-5
6	Tích phân tuyệt đối sai số (IAE) vận tốc góc		2.6e-5	1e-5

Tương tự với LSM, NTSM truyền thống cũng thể hiện độ chính xác và bền vững vượt trội so với việc sử dụng lớp biên (chỉ số 1-4), tuy nhiên chỉ số IAE (chỉ số 5 và 6) lại tương đương nhau, điều này phản ánh tác hại chattering gây ra bộ điều khiển.

Việc áp dụng lớp biên trên mô phỏng có thể sẽ không gây ra sai số quá lớn, nhất là đối với phương pháp NTSM, tuy nhiên trong điều kiện thực tế sẽ có rất nhiều yếu tố bất định đến từ môi trường, nguồn năng lượng, khả năng đáp ứng của driver điều khiển động cơ ..v.v., cho nên việc áp dụng phương pháp này vào điều khiển thực tế với yếu tố bất định lớn sẽ là rất khó khăn. Luận án sẽ làm rõ điều này trong Chương 7 khi tiến hành thực nghiệm điều khiển động cơ điện DC.

3.5 Kết luận

Ta có thể thấy phương pháp điều khiển quỹ đạo như đề xuất trong Mục 3.3 thể hiện kết quả rất tốt trong mô phỏng với cả hai phương pháp trượt LSM và NTSM. Tuy nhiên hiện tượng chattering xuất hiện ở cả hai phương pháp LSM và NTSM, khiến cho việc áp dụng vào thực tế là bất khả thi. Trong khi đó, với phương pháp “lớp biên” đã thể hiện sự thiếu bền vững và làm giảm độ chính xác bộ điều khiển. Vậy trong chương 4, luận án sẽ giải quyết vấn đề này bằng phương pháp trượt bậc cao,

sau đó tiến hành mô phỏng và thực nghiệm với các thông số tương tự hai bộ điều khiển trong Chương 3 để đánh giá tính ưu việt của phương pháp Terminal Sliding Mode bậc 2.

CHƯƠNG 4. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN QUỸ ĐẠO BẰNG PHƯƠNG PHÁP TERMINAL SLIDING MODE BẬC 2

Như đã trình bày ở Mục 2.3.3.2, mặt trượt TSM bậc 2 (2TSM) hiện nay có hai vấn đề quan trọng chưa giải quyết được, đó là: không thể tính toán thông số mặt trượt và không thể đo lường thời gian hội tụ. Vì vậy, trước khi tiến hành thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo, tác giả sẽ trình bày phương pháp giải quyết các vấn đề trên để có thể xác định đầy đủ các đặc tính của mặt trượt 2TSM, từ đó có cơ sở thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo.

4.1 Mặt trượt TSM bậc 2

4.1.1 Đặc tính thời gian hội tụ của mặt trượt

Mặt trượt TSM bậc 2 được chọn như sau:

$$s = \ddot{x} + \gamma_1 \dot{x}^\alpha + \gamma_2 x^\beta \quad (4.1)$$

Trong đó, các điều kiện sau được thỏa:

$$0 < \alpha = \frac{q}{p} < 1, \beta = \frac{\alpha}{2-\alpha} = \frac{q}{2p-q}, p > q \text{ là số nguyên dương lẻ;} \quad (4.2)$$

$$0 < \gamma_1; \gamma_2 = \gamma_1^{\beta+1} \frac{\alpha^\beta}{(\beta+1)^\beta} \left(1 - \frac{\alpha}{2}\right) > 0;$$

$$x(0) = x_0, \dot{x}(0) = -\gamma_1^{\beta/\alpha} \left(\frac{\alpha}{\beta+1}\right)^{\beta/\alpha} x_0^{1/(2-\alpha)}.$$

Định lý sau đây mô tả sự hội tụ trong thời gian hữu hạn của các biến liên quan sau khi hệ thống đến mặt trượt (4.1), tức là:

$$\ddot{x} + \gamma_1 \dot{x}^\alpha + \gamma_2 x^\beta = 0 \quad (4.3)$$

Định lý 3: Khi mặt trượt (4.1) tiến đến 0 ($s = 0$) và điều kiện (4.2) được thỏa thì các biến $x(t)$ và đạo hàm của nó $\dot{x}(t)$ hội tụ về 0 trong thời gian hữu hạn là:

$$t_{convergence} = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \left(\frac{\gamma_1 \alpha}{\beta + 1}\right)^{-\beta/\alpha} x_0^{(\alpha-\beta)/\alpha} \quad (4.4)$$

Chứng minh:

Đặt $y = \dot{x} \rightarrow \ddot{x} = y \frac{dy}{dx}$, phương trình (4.3) trở thành:

$$y \frac{dy}{dx} + \gamma_1 y^\alpha + \gamma_2 x^\beta = 0$$

$$F(y, \dot{y}) = y \frac{dy}{dx} + \gamma_1 y^\alpha = -\gamma_2 x^\beta \quad (4.5)$$

Để tìm được nghiệm tổng quát, đầu tiên, ta tìm đáp ứng tự nhiên (natural response) của (4.5) (không xét đến thành phần cưỡng bức: $-\gamma_2 x^\beta$), ta có:

$$F(y, \dot{y}) = y \frac{dy}{dx} + \gamma_1 y^\alpha = 0 \quad (4.6)$$

Trong đó $y = 0$ là một nghiệm của (4.6), trong trường hợp $y \neq 0$, ta viết lại (4.6) thành:

$$\begin{aligned} y^{1-\alpha} \frac{dy}{dx} &= -\gamma_1 \\ y^{1-\alpha} dy &= -\gamma_1 dx \end{aligned}$$

Lấy tích phân hai vế ta được:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2-\alpha} y^{2-\alpha} &= -\gamma_1 x + C \\ y^{2-\alpha} &= -\gamma_1 (2-\alpha)x + C(2-\alpha) \\ y &= \left(\underbrace{-\gamma_1 (2-\alpha)}_M x + \underbrace{C(2-\alpha)}_N \right)^{1/(2-\alpha)} \\ y &= (Mx + N)^{1/(2-\alpha)} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Với sự xuất hiện của tín hiệu $u = -\gamma_2 x^\beta$, nghiệm tổng quát của: $F(y, \dot{y}) = u$ có dạng như sau:

$$y = (Mx + f(x))^{1/(2-\alpha)} \quad (4.8)$$

trong đó $N = f(x)$ làm hàm theo x .

Thay thế các đại lượng sau:

$$y \frac{dy}{dx} = \frac{M + df/dx}{2-\alpha} (Mx + f(x))^{\frac{\alpha}{2-\alpha}} = \frac{M + df/dx}{2-\alpha} (Mx + f(x))^\beta$$

và

$$\gamma_1 y^\alpha = \gamma_1 (Mx + f(x))^{\frac{\alpha}{2-\alpha}} = \gamma_1 (Mx + f(x))^\beta$$

vào phương trình (4.5) ta được:

$$F(y, \dot{y}) = \left(\gamma_1 + \frac{M + df/dx}{2-\alpha} \right) (Mx + f(x))^\beta = -\gamma_2 x^\beta$$

Đồng nhất 2 vế:

$$\left(\gamma_1 + \frac{M + \frac{df}{dx}}{2 - \alpha} \right) (Mx + f(x))^\beta \equiv -\gamma_2 x^\beta \quad (4.9)$$

Trong đó:

- $Mx + f(x)$ sẽ có dạng $Mx + f(x) = Kx$; suy ra $f(x) = (K - M)x$
- $\frac{df}{dx} = (K - M)$

(4.9) trở thành:

$$\left(\gamma_1 + \frac{M + (K - M)}{2 - \alpha} \right) K^\beta x^\beta \equiv -\gamma_2 x^\beta \quad (4.10)$$

Vậy phương trình sau đây được thỏa:

$$\begin{aligned} \left(\gamma_1 + \frac{M + (K - M)}{2 - \alpha} \right) K^\beta &= -\gamma_2 \\ \left(\gamma_1 + \frac{K}{2 - \alpha} \right) K^\beta &= -\gamma_2 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Từ (4.11) chỉ ra rằng: nếu $\gamma_2 > 0$, $K < 0$, dễ thấy được:

- Cực tiểu của $g(K) = \left(\gamma_1 + \frac{K}{2 - \alpha} \right) K^\beta + \gamma_2$ tồn tại ở $K^* = -\gamma_1 \frac{\beta(2 - \alpha)}{\beta + 1} = -\gamma_1 \frac{\alpha}{\beta + 1}$
- $g(K^* = -\gamma_1 \frac{\alpha}{\beta + 1}) = 0$ và K^* là nghiệm duy nhất của (4.11)

Kết quả là:

$$y = (K^* x)^{1/(2 - \alpha)} = - \underbrace{\left[\gamma_1 \frac{\alpha}{\beta + 1} \right]^{1/(2 - \alpha)}}_A x^{1/(2 - \alpha)}$$

Do đó, nghiệm là:

$$y = \dot{x} = Ax^{1/(2 - \alpha)} \quad (4.12)$$

Lưu ý 8: Nghiệm (4.12) thỏa mãn các điều kiện ban đầu đã đề cập ở trên:

$$x(0) = x_0 \text{ and } \dot{x}(0) = -\gamma_1^{\beta/\alpha} \left(\frac{\alpha}{\beta + 1} \right)^{\beta/\alpha} x_0^{1/(2 - \alpha)}$$

Lưu ý 9: Định lý Picard – Lindelöf khẳng định (4.12) là nghiệm duy nhất của phương trình $F(y, \dot{y}) = y \frac{dy}{dx} + \gamma_1 y^\alpha = -\gamma_2 x^\beta$ theo tập hợp các điều kiện (4.2).

Lưu ý 10: với $p > q$ là số nguyên dương lẻ, dễ dàng thấy rằng $(-x)^\alpha = -x^\alpha = |x|^\alpha \text{sign}(x)$, $0 < (-x)^{\alpha \pm 1} = x^{\alpha \pm 1} = |x|^{\alpha \pm 1}$ và $0 < (-x)^{\alpha \pm \beta} = x^{\alpha \pm \beta} = |x|^{\alpha \pm \beta}$.

Từ phương trình (4.12), ta có thể thấy được thời gian hội tụ của biến trạng thái $x(t)$ và $\dot{x}(t)$ được tính như sau:

$$t_{convergence} = \frac{2-\alpha}{1-\alpha} A^{-1} x_0^{\frac{1-\alpha}{2-\alpha}}(0) = \frac{\alpha}{\alpha-\beta} \left(\frac{\gamma_1 \alpha}{\beta+1} \right)^{-\beta/\alpha} x_0^{(\alpha-\beta)/\alpha} \quad (4.13)$$

Hoàn tất chứng minh.

Lưu ý 11: Với thời gian hội tụ được tính trong (4.13), ta thấy rằng $t_{convergence}$ tỷ lệ nghịch với $\left(\frac{\gamma_1 \alpha}{\beta+1} \right)^{\beta/\alpha}$. Trong thực tế thiết kế, quy trình lựa chọn thông số bộ điều khiển dựa trên 2TSM sẽ được trình bày trong phần mô phỏng dưới đây, việc lựa chọn các tham số có liên quan này có thể được cân nhắc phù hợp để mang lại hiệu suất điều khiển hiệu quả và tiêu chí thiết kế.

4.1.2 Mô phỏng thời gian hội tụ của mặt trượt:

Để kiểm tra tính chính xác về đặc tính thời gian hội tụ của mặt trượt 2TSM ở mục 4.1.1, ta tiến hành mô phỏng quá trình về 0 của biến trạng thái x trong mặt trượt:

$$s = \ddot{x} + \gamma_1 \dot{x}^\alpha + \gamma_2 x^\beta = 0$$

Với điều kiện biến trạng thái ban đầu: $x_0 = 5$.

Quy trình thiết kế, lựa chọn thông số bộ điều khiển như sau:

- Đầu tiên, ta chọn các thông số theo điều kiện ban đầu đề ra trong Định lý 3: $\alpha = 3/5$, thỏa mãn điều kiện là $0 < \alpha = q/p < 1$ với p, q là số nguyên dương lẻ, suy ra $\beta = \frac{\alpha}{2-\alpha} = 3/7$.
- Sau đó, ta tiến hành chọn γ_1, γ_2 . Đây là hai thông số quyết định đến thời gian hội tụ của hệ thống theo phương trình (4.13). Vì vậy để chọn được γ_1, γ_2 , ta phải thiết kế ngược từ thời gian hội tụ mong muốn. Trong trường hợp mô phỏng này, tác giả chọn thời gian hội tụ mong muốn là $t = 2s$, từ trạng thái ban đầu $x_0 = 5$, ta tính được thông số γ_1 như sau:

$$\gamma_1 = \left[\frac{t(\alpha-\beta)}{\alpha x_0^{(\alpha-\beta)/\alpha}} \right]^{-\frac{\alpha}{\beta}} \frac{\beta+1}{\alpha} = 9.92$$

- Từ đó, ta tính được γ_2 :

$$\gamma_2 = \gamma_1^{\beta+1} \frac{\alpha^\beta}{(\beta+1)^\beta} \left(1 - \frac{\alpha}{2} \right) = 12.8$$

Và:

$$\dot{x}_0 = -8.75$$

Vậy, biến x trong mặt trượt được thiết kế như sau sẽ hội tụ về “0” trong thời gian $2s$ từ trạng thái ban đầu $x_0 = 5$:

$$\ddot{x} + 9.92\dot{x}^{3/5} + 12.8x^{3/7} = 0$$

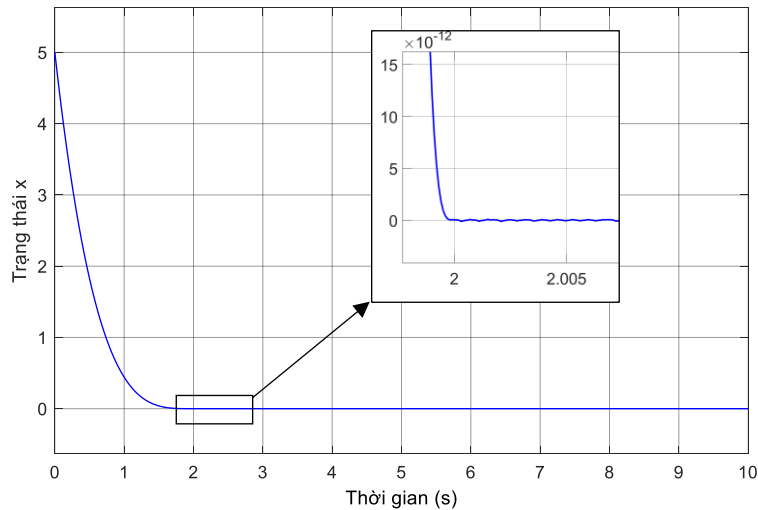
Lưu ý 12: Ta thấy ngoài γ_1, γ_2 , thời gian hội tụ có bị ảnh hưởng bởi α, β . Tuy nhiên do việc chọn α, β bị ràng buộc bởi $0 < \alpha, \beta < 1$ và p, q là số nguyên lẻ, cho nên trong điều khiển, để đơn giản hoá, ta sẽ cố định thông số α, β thoả điều kiện trên và chỉ tính toán chọn γ_1, γ_2 để đáp ứng được thời gian hội tụ.

Kết quả mô phỏng thể hiện trên hình Hình 4.1.

Ta có thể thấy từ Hình 4.1:

- Biến trạng thái x đã về “0” trong thời gian $2s$, hoàn toàn đúng với tính toán bộ điều khiển ban đầu.
- $x \rightarrow 0$ theo phương trình nghiệm (4.12), tức là quá trình $x \rightarrow 0$ đúng theo thiết kế mong muốn, không có hiện tượng vọt lố (over shoot) hoặc dao động (oscillation).

Như vậy các đặc tính của bộ điều khiển 2TSM đều đáp ứng đúng như thiết kế.



Hình 4.1 Kết quả mô phỏng hội tụ tự nhiên của mặt 2TSM (natural response)

4.2 Điều khiển quỹ đạo dựa trên mặt trượt TSM bậc 2

4.2.1 Thiết kế bộ điều khiển

Xét phương trình động lực học của DDMR tương tự (3.20):

$$M\ddot{q} = V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t) \quad (4.14)$$

Sai số được xác định:

$$\dot{e}(t) = \dot{q} - \dot{q}_r = [v_e, \omega_e]^T = [v - v_{ref}, \omega - \omega_{ref}]^T \quad (4.15)$$

Và

$$\ddot{e}(t) = M^{-1}(V(\dot{q}) + Cu(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r$$

Để điều khiển DDMR đi đúng quỹ đạo, nhiệm vụ của bộ điều khiển là phải đưa $\dot{e}(t)$ về “0”. Để thiết kế bộ điều khiển dựa trên 2TSM, đầu tiên ta chọn mặt trượt như sau:

$$s = \ddot{x} + \gamma_1 \dot{x}^\alpha + \gamma_2 x^\beta \quad (4.16)$$

Với $\gamma_1, \gamma_2, \alpha, \beta$ được xác định trong định lý 3, bộ điều khiển động học cho DDMR dựa trên 2TSM được thiết kế theo định lý sau:

Định lý 4: Mặt trượt (4.16) sẽ tiến về “0”, sau đó sai số vận tốc của hệ thống (4.14) cũng sẽ tiến về “0” trong thời gian hữu hạn khi tín hiệu bộ điều khiển được thiết kế như sau:

$$\begin{aligned} u &= u_{eq} + u_n \\ u_{eq} &= C^{-1}M(-M^{-1}V + \ddot{q}_r - \gamma_1 \dot{e}^\alpha - \gamma_2 e^\beta) \\ \dot{u}_n &= C^{-1}M(\text{sign}(s)(k + \eta)) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Trong đó $k = \text{Max}\{\|M^{-1}\dot{\rho}(t)\|\}$ là giới hạn sự thay đổi bất định và $\eta > 0$

Chứng minh:

Thay thế sai số trạng thái hệ thống (4.15) vào mặt trượt 2TSM (4.16) ta được:

$$s = M^{-1}(V(\dot{q}) + C\tau(t) + \rho(t)) - \ddot{q}_r + \gamma_1 \dot{e}^\alpha + \gamma_2 e^\beta$$

Thay tín hiệu điều khiển (4.17) vào phương trình trên:

$$s = M^{-1}Cu_n + M^{-1}\rho(t)$$

Xét hàm Lyapunov: $V = 0,5s^T s$

Lấy đạo hàm theo thời gian:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= s^T \dot{s} = s^T (M^{-1}C\dot{u}_n + M^{-1}\dot{\rho}(t)) \\ &= s^T (-\text{sign}(s)k - \text{sign}(s)\mu + M^{-1}\dot{\rho}(t))\end{aligned}\quad (4.18)$$

suy ra:

$$\dot{V} \leq -k\|s\| - \eta\|s\| + M^{-1}\dot{\rho}(t) \leq -\eta\|s\| = -\eta\sqrt{2}V^{1/2} < 0 \text{ với } \|s\| \neq 0$$

Do đó theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov, mặt trượt 2TSM (4.16) tiến về 0 từ $s(0) \neq 0$ trong thời gian hữu hạn $t_r \leq \frac{\sqrt{2}V^{1/2}(0)}{\eta}$ hay $t_r \leq \frac{\|s(0)\|}{\eta}$. Khi hệ thống tới mặt trượt, $e(t)$ và đạo hàm của nó $\dot{e}(t)$ (tương ứng với sai số vận tốc) sẽ hội tụ về 0 (Định lý 3), tính bởi:

$$t_e = t_r + \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \left(\frac{\gamma_1 \alpha}{\beta + 1} \right)^{-\beta/\alpha} x^{(\alpha-\beta)/\alpha}(t_r) \quad (4.19)$$

Hoàn tất chứng minh.

Lưu ý 13: Như đã tính toán theo định lý 4, không tồn tại điểm kỳ dị nào trong luật điều khiển u của mặt trượt 2TSM. Nói cách khác, phương pháp được đề xuất cũng được coi là một dạng Non-singular Second order Terminal Sliding Mode (2NTSM).

Lưu ý 14: u_n sao cho $\dot{u}_n = C^{-1}M(\text{sign}(s)(k + \mu))$ là tín hiệu điều khiển liên tục (continuous signal). Điều này có nghĩa là phương pháp điều khiển 2TSM được đề xuất không có hiện tượng chattering, cho thấy tính phù hợp và hiệu quả của nó để được áp dụng trong các hệ thống điều khiển cơ điện thực tế.

4.2.2 Mô phỏng

Thông số mô phỏng sử dụng tương tự

Bảng 3-2. Thông số bộ điều khiển như sau: $k = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\gamma_1 = 4, \gamma_2 = 3.49, \alpha = \frac{3}{5}, \beta = \frac{3}{7}, \eta = 0.2$

Các thông số bộ điều khiển chọn theo định lý 3.

Mặt trượt và tín hiệu điều khiển là:

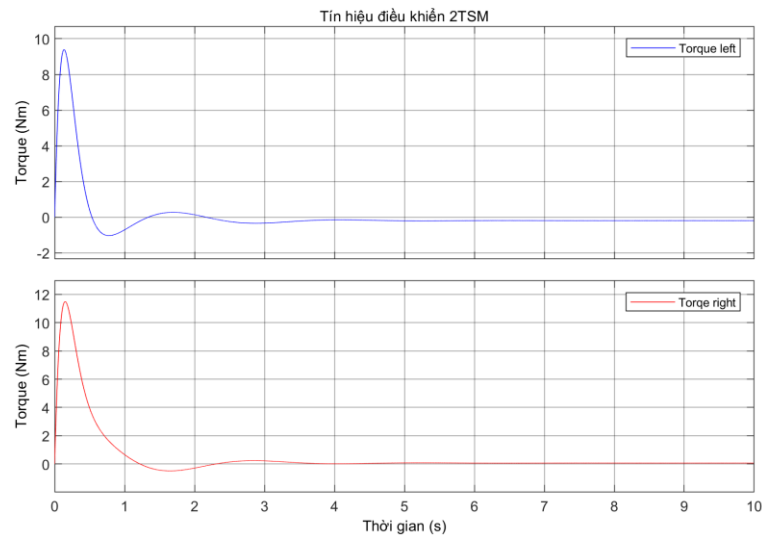
$$s = \ddot{e} + 4\dot{e}^{3/5} + 3.49e^{3/7}$$

$$u_{eq} = C^{-1}M \left(-M^{-1}V + \ddot{q}_r - 4\dot{e}^{3/5} - 3.49e^{3/7} \right)$$

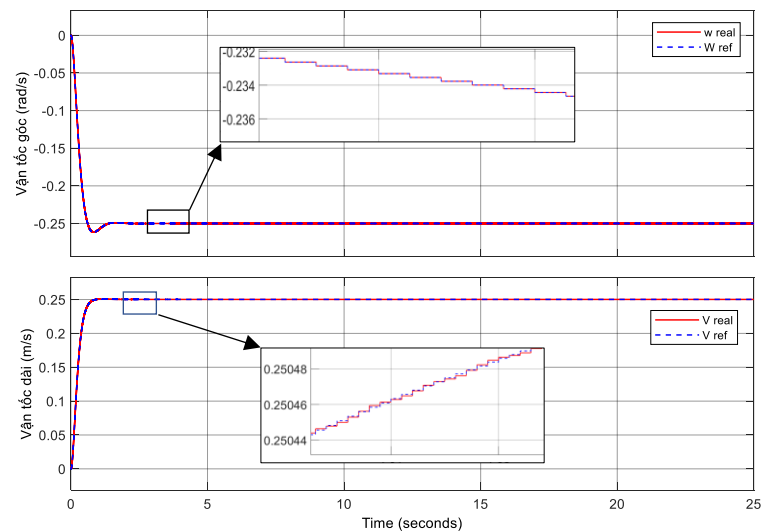
$$\dot{u}_n = C^{-1}M(\text{sign}(s)([2; 1]^T + 0.2))$$

Kết quả mô phỏng từ Hình 4.3 đến Hình 4.6

- **Quỹ đạo 1:** hình tròn, bán kính 1m



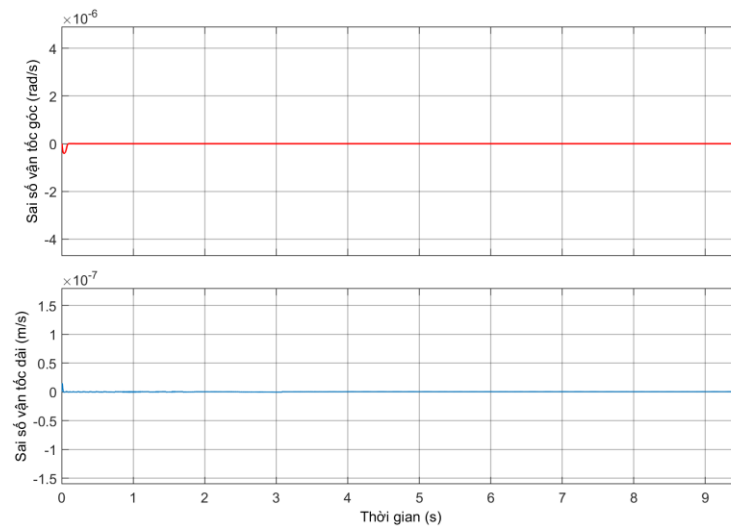
Hình 4.2 Tín hiệu điều khiển quỹ đạo 1 (2TSM)



Hình 4.3 Đáp ứng vận tốc theo quỹ đạo 1 (2TSM)

Ta có thể thấy với bộ điều khiển 2TSM đã loại bỏ gần như hoàn toàn hiện tượng chattering trong tín hiệu điều khiển (Hình 4.2) mà vẫn đảm bảo độ chính xác cao vì cả sai số vận tốc góc và vận tốc dài đều tiến về “0” (Hình 4.4).

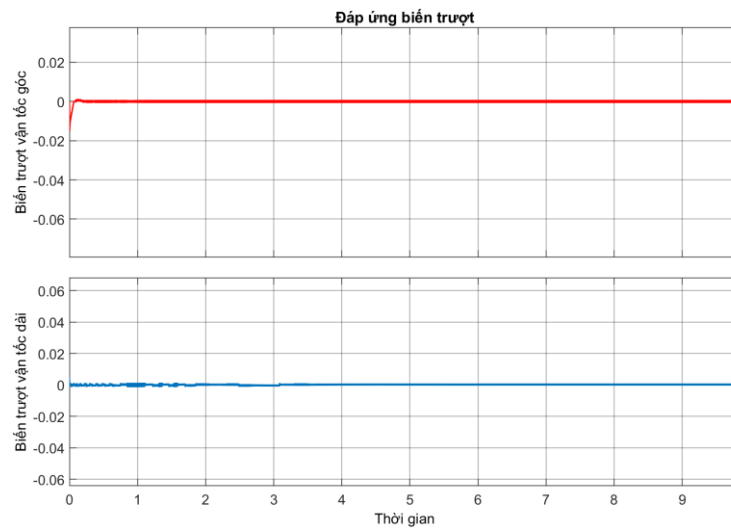
Biến trượt s cũng tiến về “0” trong thời gian hữu hạn (Hình 4.5), điều này chứng minh tính bền vững của phương pháp điều khiển 2TSM, vì nếu $s \rightarrow 0$ trong thời gian hữu hạn thì các sai số sẽ tiến về “0” trong thời gian hữu hạn theo phương trình mặt trượt (4.16). Nếu sử dụng phương pháp “lớp biên” như đã trình bày ở Chương 3 thì s sẽ không thể về “0” (xem Hình 2.15 và Hình 2.18).



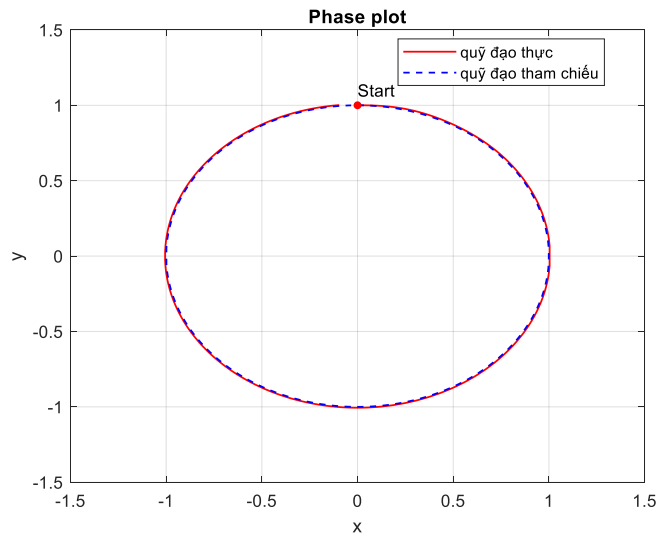
Hình 4.4 Sai số bám vận tốc (v, ω) theo quỹ đạo 1 (2TSM)

- **Quỹ đạo 2: Đoạn đường có thẳng kết hợp rẽ 90°**

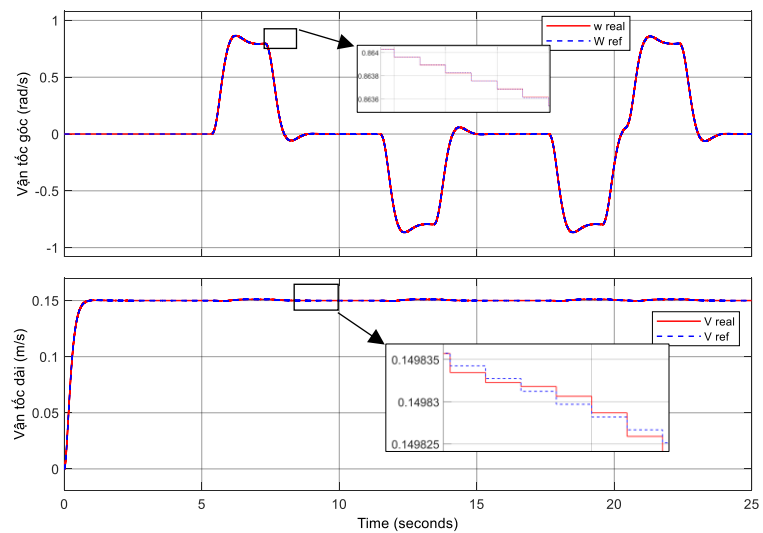
Với quỹ đạo 2, bộ điều khiển 2TSM vẫn thể hiện tính bền vững và độ chính xác cao (Hình 4.7 và Hình 4.8).



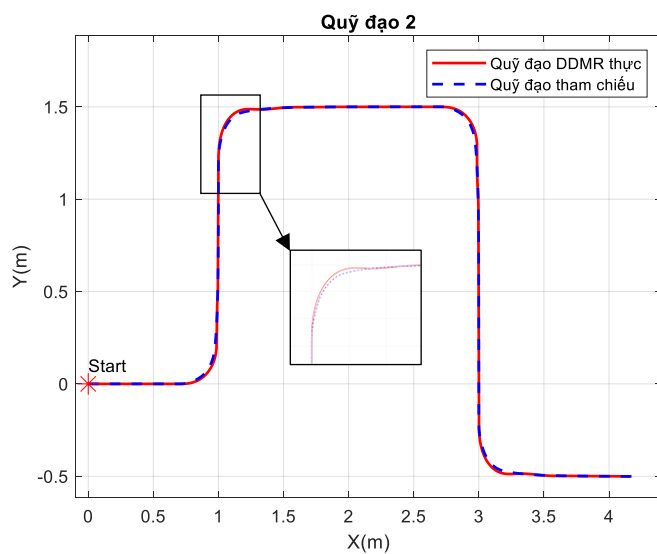
Hình 4.5 Đáp ứng biến trượt theo quỹ đạo 1 (2TSM)



Hình 4.6 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 1 (2TSM)



Hình 4.7 Đáp ứng vận tốc theo quỹ đạo 2 (2TSM)



Hình 4.8 Kết quả của DDMR theo quỹ đạo 2 (2TSM)

Nhận xét:

Từ kết quả mô phỏng, ta thấy bộ điều khiển dựa trên mặt trượt 2TSM đã thể hiện xuất sắc trong cả hai khía cạnh là “triệt tiêu chattering” và “đảm bảo độ chính xác”. Ở Mục 4.4 tiếp theo, luận án sẽ trình bày kết quả thực nghiệm trên mô hình DDMR thực tế để đánh giá một cách khách quan và chính xác nhất.

4.3 Thực nghiệm

Tác giả sẽ tiến hành 2 phần thực nghiệm khác nhau. Phần 1 sẽ trình bày kết quả thực nghiệm điều khiển động cơ DC dựa trên 4 phương pháp (PID, LSM, NTSM và 2TSM). Phần 2 sẽ trình bày thực nghiệm điều khiển quỹ đạo trực tiếp trên mô hình DDMR (Hình 4.9) bằng phương pháp 2TSM ở Chương 4 để đánh giá độ chính xác.

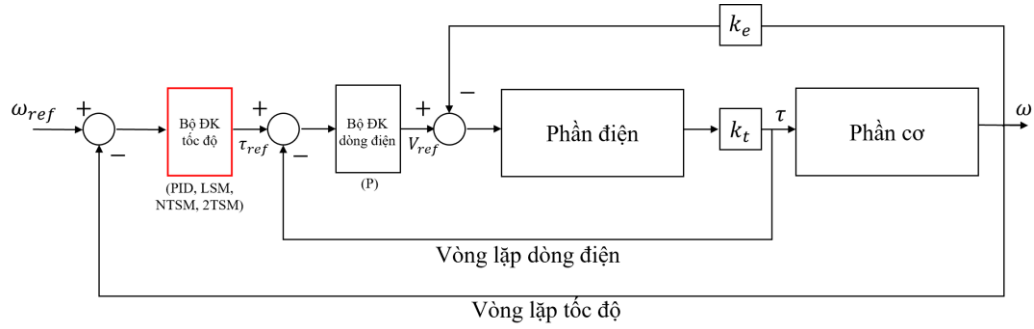


Hình 4.9 DDMR được sử dụng trong thực nghiệm

4.3.1 Điều khiển động cơ DC

Trong phần này, ta sẽ tiến hành điều khiển vận tốc cho động cơ DC. Vòng điều khiển được trình bày ở Hình 4.10, trong đó ω_{ref} là tốc độ tham chiếu, τ_{ref} là mô men điều khiển động cơ, V_{ref} là tín hiệu điện điều khiển (Volt), k_e là hằng số điện áp phản kháng (back emf constant), k_τ hằng số mô men.

Các giải pháp điều khiển trình bày ở phần sau được thiết kế cho bộ điều khiển tốc độ (Speed Controller), trong khi bộ điều khiển dòng (Current Controller) chỉ cần giải thuật đơn giản như P-only vì các tín hiệu điện đáp ứng rất nhanh và không có quá nhiều yếu tố nhiễu xuất hiện.



Hình 4.10 Sơ đồ điều khiển tốc độ động cơ

4.3.1.1 Mô phỏng

Trước khi tiến hành chạy trên động cơ thực tế, luận án trình bày kết quả tính toán, lựa chọn thông số bộ điều khiển, sau đó mô phỏng để đánh giá đáp ứng của các bộ điều khiển. Từ đó khi tiến hành thử nghiệm ta sẽ thấy rõ sự ảnh hưởng của các yếu tố bất định mà quá trình mô phỏng không thể tính toán được.

Đối với động cơ điện, mô hình cơ học được đưa ra theo phương trình sau:

$$J\dot{\omega} + B\omega = \tau - T_L \quad (4.20)$$

Trong đó:

J : mô men quán tính (kgm^2)

B : hệ số ma sát ướt (Nms/rad)

τ : mô men điều khiển, T_L : mô men tải (trong các mô phỏng sau xem như $T_L = 0$)

Có thể thấy để thiết kế được bộ điều khiển ta cần phải biết thông số J và B . Trong thực tế, các loại động cơ chính hãng sẽ có thông số cụ thể trong datasheet, tuy nhiên đối với các loại động cơ khác thường được sử dụng trên thị trường hiện nay với chi phí thấp thì không thể có các thông số chính xác đó. Hiện nay có một số cách được áp dụng để xử lý vấn đề này như sau:

1. Xây dựng mô hình thí nghiệm, sử dụng một số quy luật điều khiển và giải thuật đặc biệt để ước lượng hoặc tính toán thông số động cơ [45]-[47].
2. Ước lượng thông số ban đầu để thiết kế bộ điều khiển, sau đó khi vận hành thực tế sẽ điều chỉnh lại sau.

Để làm rõ tính vượt trội của phương pháp điều khiển 2TSM, tác giả sẽ chọn cách 2, tức là ta ước lượng thông số $\hat{J}$ và $\hat{B}$, sau đó sẽ thiết kế bộ điều khiển dựa trên các thông số này. Các sai số giữa $\hat{J}$ và J , giữa $\hat{B}$ và B được xem như là bất định mô

hình. Sau khi mô phỏng đáp ứng được như mong muốn, ta sẽ tiến hành thực nghiệm trên động cơ thực tế với cùng bộ điều khiển như ban đầu để đánh giá kết quả.

Ước lượng J và B như sau:

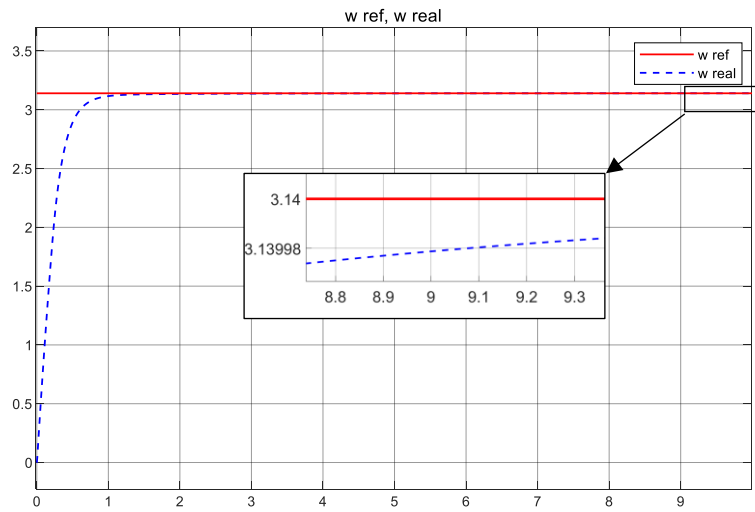
Động cơ sử dụng trong thực nghiệm là động cơ DC Servo JGB37-520 DC, loại động cơ này thường có thông số J, B theo datasheet như sau: $J \sim 1.2 \times 10^{-5}$; $B \sim 1.5 \times 10^{-5}$. Tuy nhiên do động cơ sử dụng trong thực nghiệm có bộ giảm tốc với tỉ số truyền là 270:1, nên ta chọn lại $J=0.8$ và $B = 1$. Ta sẽ dùng thông số này để mô phỏng điều khiển.

❖ Bộ điều khiển PID:

Ta thiết kế bộ điều khiển với các yêu cầu như sau: damping ratio $\xi = 1$, natural frequency $\omega_n = 5$, bộ điều khiển như sau:

$$\tau = 10e + 0.3\dot{e} + 8.3 \int_0^t e dt \quad (4.21)$$

Trong đó $e = \omega_{ref} - \omega$ là sai số vận tốc. Áp dụng cho vòng điều khiển ở Hình 4.10 (với $k_e = 0.1, k_t = 1$), kết quả đáp ứng vận tốc như Hình 4.11.



Hình 4.11 Đáp ứng vận tốc của động cơ (PID)

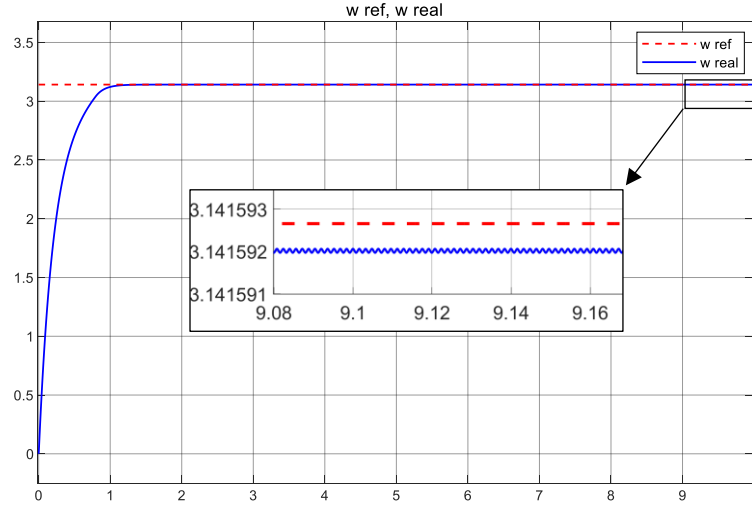
❖ Bộ điều khiển LSM: Với $\gamma = 8, k = 3, e = \omega_{ref} - \omega, \dot{e} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}$ ta có bộ điều khiển như sau:

$$s = \dot{e} + 2e$$

$$u = u_{eq} + u_n \quad (4.22)$$

$$u_{eq} = B\omega + J\dot{\omega}_{ref} + J\gamma e$$

$$u_n = Jk\text{sign}(s)$$

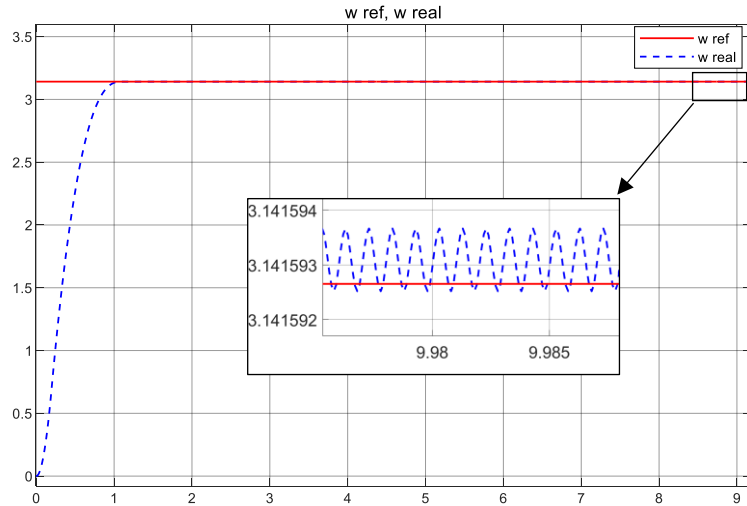


Hình 4.12 Đáp ứng vận tốc của động cơ (LSM)

❖ **Bộ điều khiển NTSM:** Với $\gamma = 0.1$, $p = 5$, $q = 3$, $k = 3$, $e = \omega_{ref} - \omega$, $\dot{e} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}$ ta có bộ điều khiển như sau:

$$s = e + \gamma \dot{e}^{\frac{p}{q}}$$

$$u = u_{eq} + u_n = B\omega + J\dot{\omega}_{ref} + \int_0^t \left(\frac{J}{\gamma} \frac{q}{p} \dot{e}^{2-p/q} + Jk \text{sign}(s) \right) dt \quad (4.23)$$



Hình 4.13 Đáp ứng vận tốc của động cơ (NTSM)

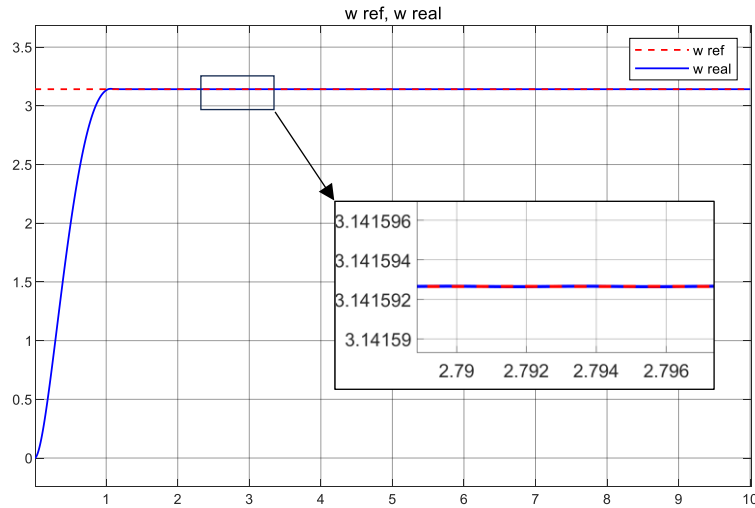
❖ **Bộ điều khiển 2TSM:** Với $\gamma_1 = 25$, $\gamma_2 = 34.9$, $\alpha = 3/5$, $\beta = 3/7$, $k = 10$, $e = \omega_{ref} - \omega$, $\dot{e} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}$ ta có bộ điều khiển như sau:

$$s = \ddot{e} + 25\dot{e}^{\frac{3}{5}} + 34.9e^{\frac{3}{7}}$$

$$\begin{aligned}
 u &= u = u_{eq} + u_n \\
 u_{eq} &= B\omega + J\dot{\omega}_{ref} \\
 \dot{u}_n &= J \left(25\dot{e}^{\frac{3}{5}} + 34.9e^{\frac{3}{7}} \right) + v \\
 \dot{v} &= Jk\text{sign}(s)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Bằng mô phỏng có thể thấy cả 4 phương pháp điều khiển đều đáp ứng tương đương nhau, cả 4 đều đưa hệ thống về trạng thái hội tụ sau xấp xỉ 1s. Trong đó, phương pháp PID (Hình 4.11) điều khiển rất tốt trong điều kiện không có nhiễu xuất hiện, kết quả về tiệm cận “0” tương tự phương pháp LSM (Hình 4.12). Phương pháp NTSM (Hình 4.13) thể hiện kết quả tốt hơn với sự xuất hiện của “chattering”, trong khi đó phương pháp 2TSM (Hình 4.14) thể hiện sự đáp ứng vượt trội, khi vừa đảm bảo độ chính xác, đưa sai số về “0” và không xuất hiện “chattering”.

Phần tiếp theo, luận án sẽ trình bày kết quả thực nghiệm trên động cơ DC với 4 giải thuật điều khiển như trên để đánh giá tính bền vững của cả 4 giải thuật.



Hình 4.14 Đáp ứng vận tốc của động cơ (2TSM)

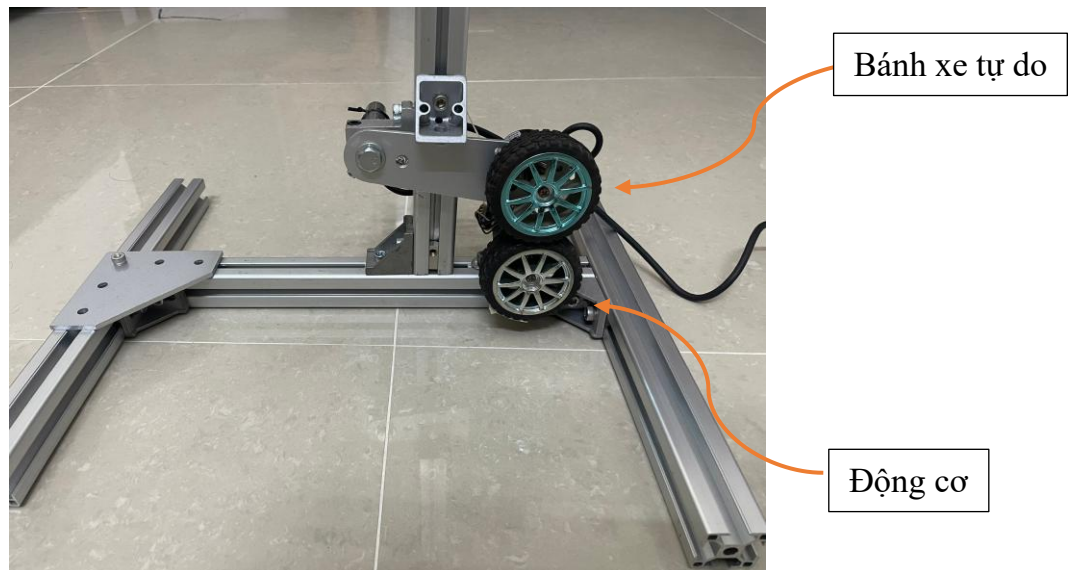
4.3.1.2 Thực nghiệm

Hình 4.15 mô tả mô hình thử nghiệm động cơ DC, trong đó động cơ được gá lên khung cố định, phía trên có bánh xe quay tự do, được ép xuống bánh xe của động cơ nhằm tạo ra mô men tải cần thiết trong các kịch bản thử nghiệm.

Kết quả thực nghiệm được thể hiện từ Hình 4.16 đến Hình 4.18

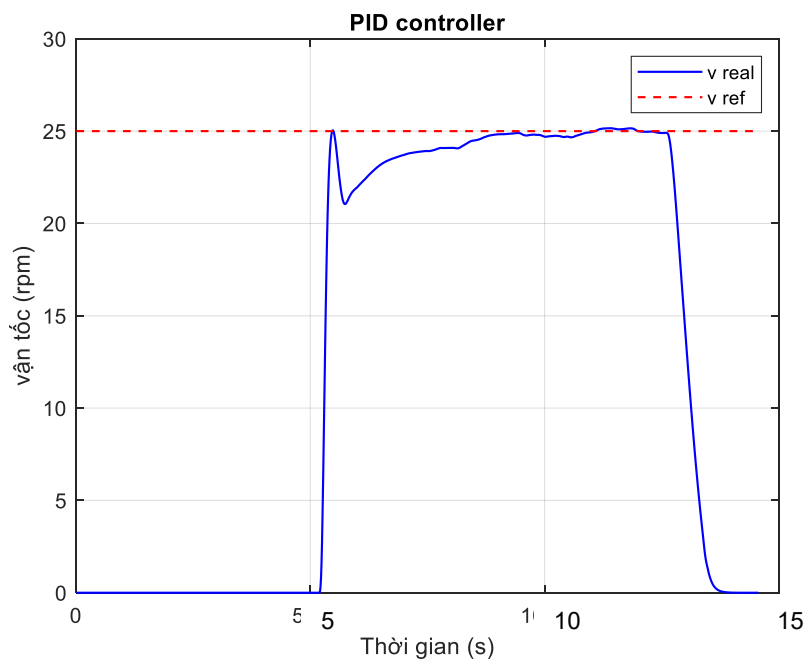
Ta có thể thấy bộ điều khiển PID không thể đáp ứng được điều khiển động cơ với các thông số J và B ước lượng như kết quả mô phỏng (Hình 4.16).

Bộ điều khiển LSM tuy có độ chính xác cao trong mô phỏng nhưng khi áp dụng vào thực tế ta phải sử dụng phương pháp lớp biên để khử chattering. Vì vậy nên khi áp dụng mà không hiệu chỉnh lại sẽ làm mất khả năng điều khiển (Hình 4.17)

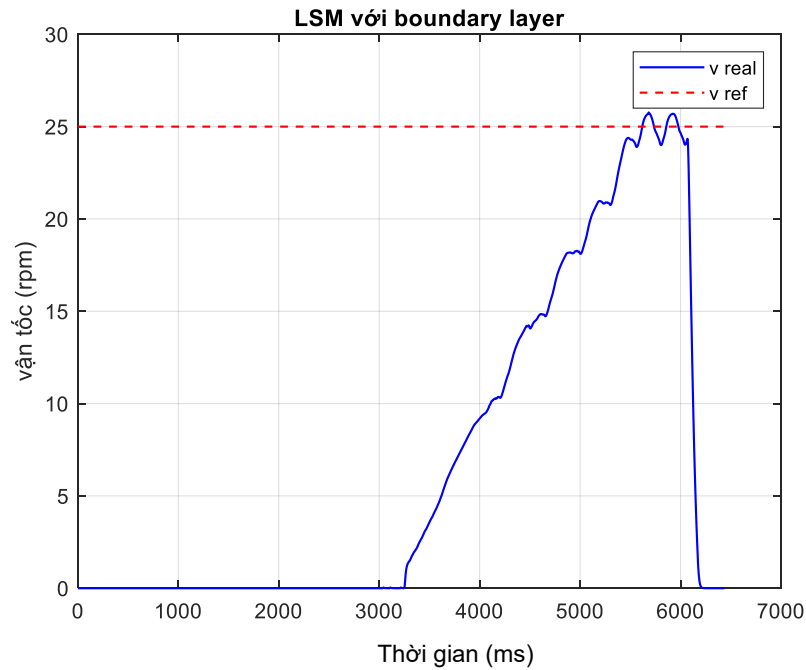


Hình 4.15 Mô hình thử nghiệm động cơ DC

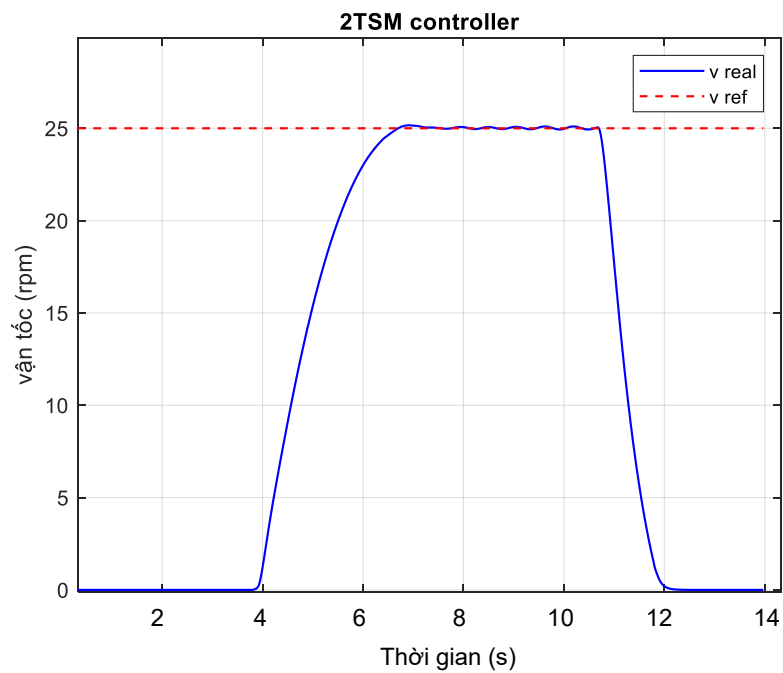
Trong khi đó bộ điều khiển 2TSM đã thể hiện tính bền vững, độ chính xác và đáp ứng hệ thống gần như tương tự trong môi trường mô phỏng dù tác giả đã giữ lại toàn bộ thông số bộ điều khiển tính toán từ trước (4.24) mà chưa trải qua quá trình hiệu chỉnh thực tế (Hình 4.18).



Hình 4.16 Bộ điều khiển PID (4.21)



Hình 4.17 Bộ điều khiển LSM (4.22) với lớp biên ($\varepsilon = 0.01$)



Hình 4.18 Bộ điều khiển 2TSM (4.24)

Qua các thí nghiệm và mô phỏng trên, luận án đã chứng minh ưu điểm vượt trội của 2TSM trong việc vẫn giữ lại được tính bền vững đặc trưng của SMC, độ chính xác cao của TSM và khả năng triệt tiêu chattering để áp dụng trực tiếp vào hệ điều khiển thực tế, là cơ sở để áp dụng thực nghiệm điều khiển quỹ đạo.

4.3.2 Điều khiển quỹ đạo

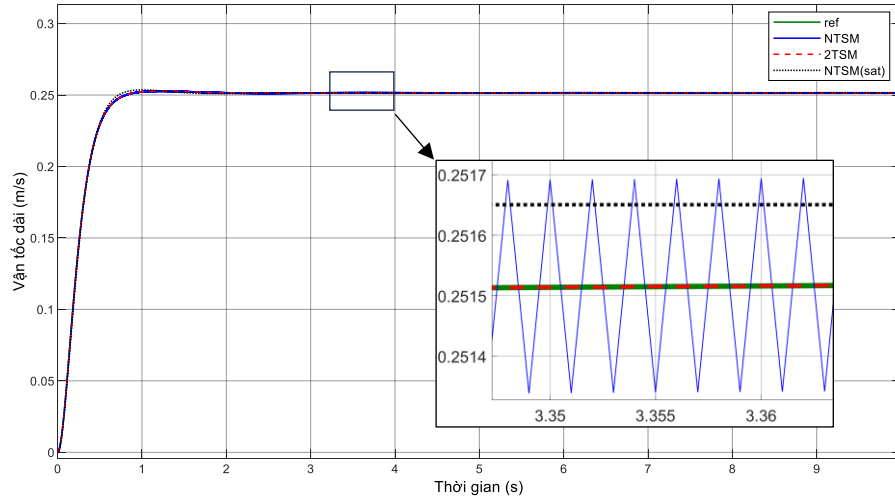
4.3.2.1 Mô phỏng

Kết quả Mục 4.3.1 đã thể hiện rõ ưu điểm của 2TSM so với các phương pháp truyền thống trong việc điều khiển động cơ. Ở phần này, trước khi tiến hành thực nghiệm điều khiển quỹ đạo, luận án sẽ trình bày ngắn gọn kết quả mô phỏng của 2TSM so với NTSM và NTSM sử dụng lớp biên trên cùng một hệ quy chiếu (cùng giá trị bất định, cùng thông số vật lý của DDMR) để đánh giá rõ hơn bằng thông số cụ thể sự vượt trội của phương pháp 2TSM.

Thông số các bộ điều khiển được lựa chọn như trong Mục 3.5.1 và 4.2.2.

Kết quả mô phỏng trên Hình 4.19 và Hình 4.20 thể hiện đáp ứng vận tốc dài và vận tốc góc giữa 3 phương pháp, ta có thể thấy phương pháp NTSM (nét liền xanh dương) xuất hiện chattering quanh đường tham chiếu (nét liền đậm xanh lá cây). Ngược lại, NTSM với lớp biên (đường chấm màu đen) sẽ khử hoàn toàn chattering tuy nhiên có sai số lớn trong khi 2TSM (nét đứt màu đỏ) thể hiện xuất sắc trong cả vai trò khử chattering mà vẫn đảm bảo độ chính xác cao.

Kết quả so sánh các thông số đáp ứng được thể hiện trong Bảng 4-1 và Bảng 4-2

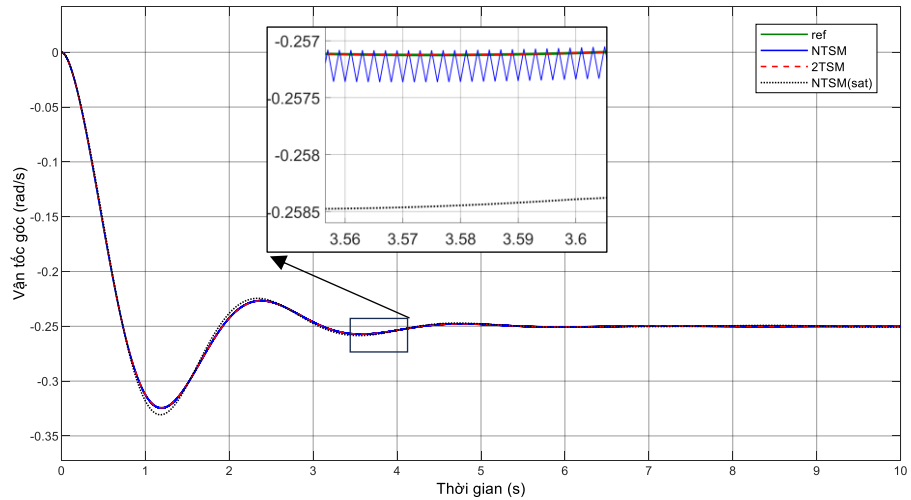


Hình 4.19 Kết quả đáp ứng vận tốc dài giữa 3 phương pháp

Bảng 4-1 Đáp ứng sai số vận tốc dài giữa các phương pháp

STT	Thông số đáp ứng	Đơn vị	NTSM (boundary)	NTSM	2TSM
1	Sai số xác lập	m/s	2e-3	-1.2e-4	-2.7e-8

2	Tích phân trị tuyệt đối sai số xác lập (IAE)	m/s	5e-2	2.093e-3	1.6e-5
---	--	-----	------	----------	--------



Hình 4.20 Đáp ứng vận tốc góc (Rad/s)

Bảng 4-2 Đáp ứng sai số vận tốc góc giữa các phương pháp

STT	Thông số đáp ứng	Đơn vị	NTSM (boundary)	NTSM	2TSM
1	Sai số xác lập	m/s	-4e-2	1.07e-3	9.6e-7
2	Tích phân trị tuyệt đối sai số xác lập (IAE)	m/s	3.66e-2	8e-3	1.37e-5

4.3.2.2 Thực nghiệm

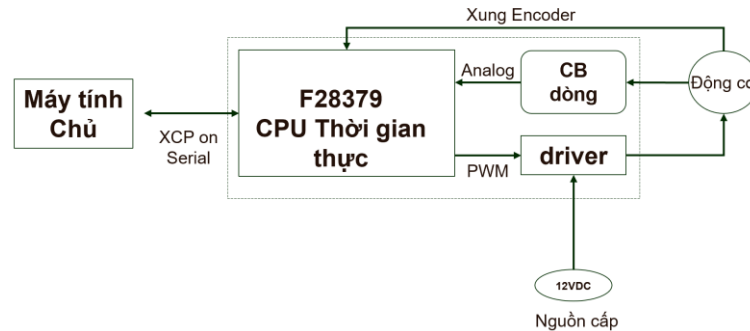
Với bộ điều khiển đã thiết kế, tác giả tiến hành thực nghiệm trên DDMR theo nhiều quỹ đạo khác nhau. Mô hình DDMR được thiết lập theo sơ đồ Hình 4.21, có thông số như sau:

Kích thước (DxRxH)	20x20x20 cm
Đường kính bánh xe	6 cm
Khoảng cách trục bánh	23.5 cm
Nguồn (DC)	12VDC 6000mah

Môi trường thí nghiệm được thiết lập với một số giả định như sau:

- **Bánh xe không bị trượt:** Tốc độ trong thử nghiệm được giới hạn $v < 0.4m/s$ và môi trường không trơn trượt, ta bỏ qua yếu tố trượt bánh xe.

- **Độ chính xác của encoder:** trong thực nghiệm sử dụng động cơ có hộp giảm tốc 270:1, sử dụng encoder quang 11 xung, tức là một vòng quang của bánh xe được hồi tiếp bởi 2970 xung, điều này đảm bảo sai số ở mức thấp nhất. Vì vậy, thực nghiệm sẽ giả định rằng encoder có sai số không đáng kể và là hệ tham chiếu vị trí chính xác của DDMR.
- **Xác định vị trí thực của DDMR:** Như đã trình bày ở mục 3.1.2, vị trí của DDMR sẽ được cập nhật liên tục bằng tín hiệu của encoder.



Hình 4.21 Sơ đồ kết nối các thành phần DDMR

- **Khối lượng và độ lệch trọng tâm:** Thực nghiệm sẽ được tiến hành theo 03 kịch bản như sau:
 - o Kịch bản 1: Khối lượng 3.5kg được đặt giữa trọng tâm DDMR.
 - o Kịch bản 2: Khối lượng 3.5kg được đặt lệch trái 5cm so với trọng tâm DDMR.
 - o Kịch bản 3: Khối lượng 3.5kg được đặt lệch phải 5cm so với trọng tâm DDMR.

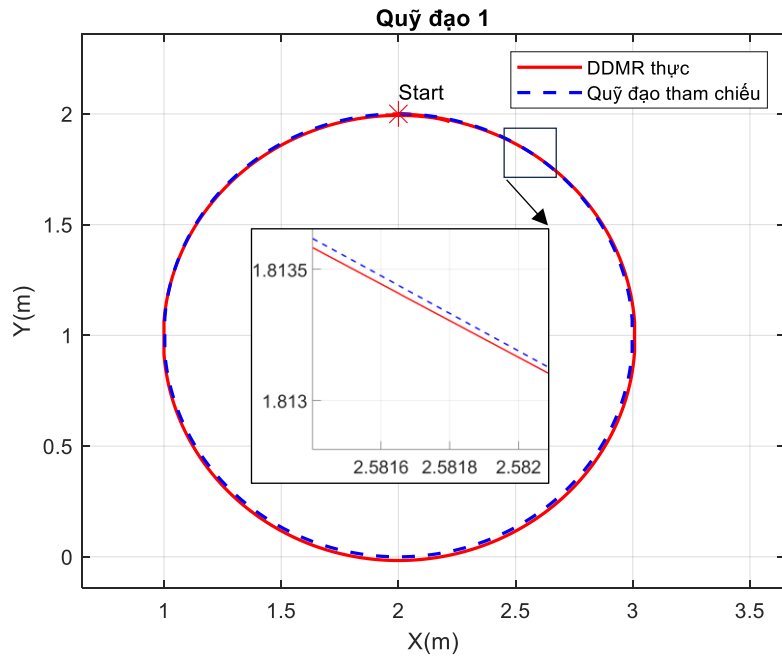
Kịch bản 1: Đầu tiên, thực nghiệm được tiến hành theo kịch bản 1 với 2 quỹ đạo khác nhau và so sánh kết quả với quỹ đạo tham chiếu.

- **Quỹ đạo 1:** Quỹ đạo 1 là một hình tròn, bán kính 1m. Kết quả thực nghiệm thể hiện trong Hình 4.22 và Hình 4.23.

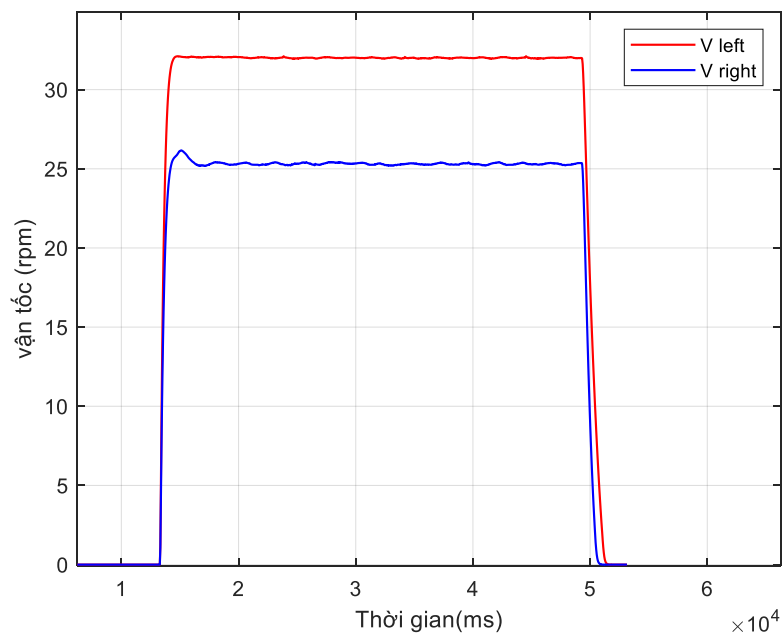
Đối với kịch bản 1 (khối lượng đặt tại trọng tâm), kết quả sai số vị trí đạt được rất tốt (Bảng 4-3) khi DDMR chạy theo quỹ đạo hình tròn, gần như sai số nhỏ và đồng đều, không thấy sự khác biệt lớn trong suốt quỹ đạo.

Bảng 4-3 Sai số vị trí kết quả thực nghiệm theo quỹ đạo 1 (kịch bản 1)

	Thực nghiệm kịch bản 1
Sai số vị trí sau 3 giây (m)	0.0013

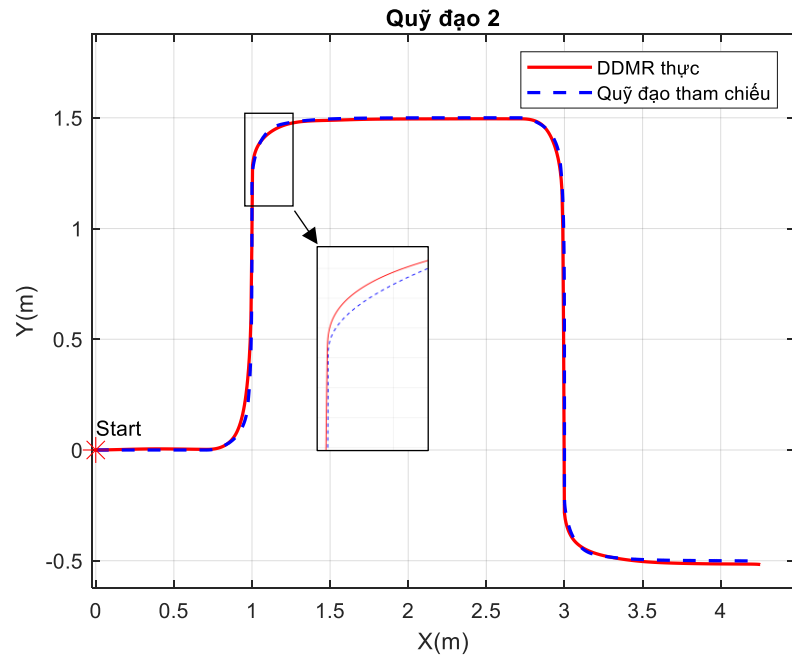


Hình 4.22 DDMR di chuyển theo quỹ đạo 1

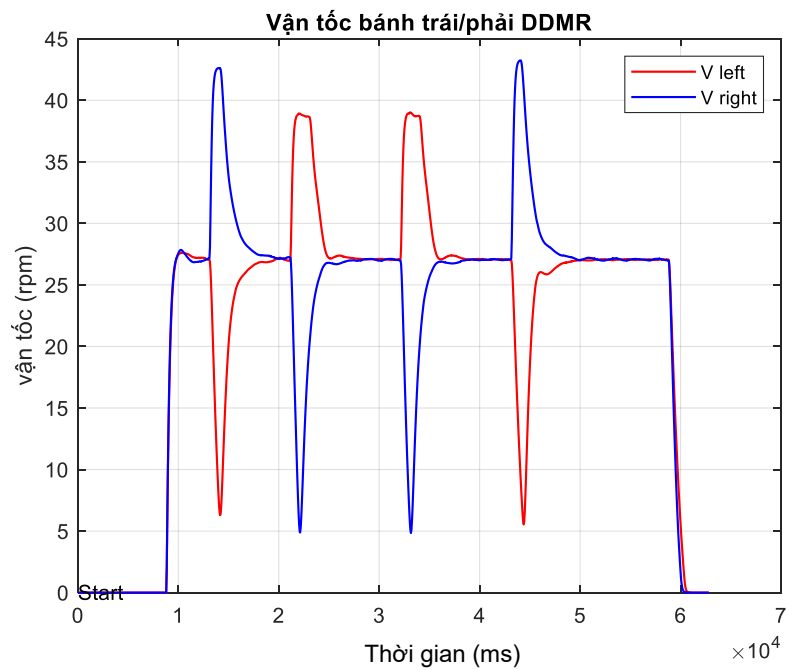


Hình 4.23 Vận tốc thực bánh trái/phải của DDMR theo quỹ đạo 1(rpm)

➤ **Quỹ đạo 2:** Quỹ đạo 2 bao gồm các tuyến đường thẳng, kết quả thực nghiệm thể hiện trên Hình 4.24



Hình 4.24 DDMR di chuyển theo quỹ đạo 2



Hình 4.25 Vận tốc thực bánh trái/phải của DDMR theo quỹ đạo 2 (rpm)

Bảng 4-4 Sai số vị trí kết quả thực nghiệm theo quỹ đạo 2 (kịch bản 1)

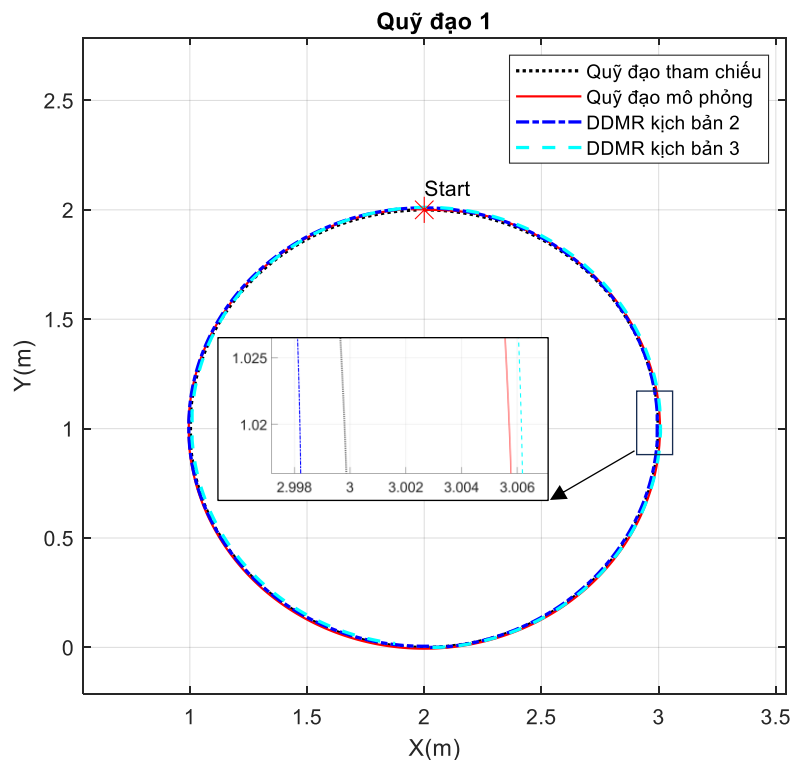
	Kịch bản 1
Sai số vị trí đoạn đường thẳng sau 2 giây (m)	0.0016
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 1 (m)	0.02
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 2 (m)	0.01

Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 3 (m)	0.015
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 4 (m)	0.012

Kịch bản 2, 3: thực nghiệm được tiến hành theo kịch bản 2 và 3 với 2 quỹ đạo khác nhau và so sánh kết quả 2 kịch bản với quỹ đạo tham chiếu và kết quả mô phỏng ở Mục 4.2.2

➤ **Quỹ đạo 1:** Hình tròn bán kính 1m (tương tự kịch bản 1)

Kết quả thực nghiệm giữa kịch bản 2 và 3 được thể hiện trên cùng hệ quy chiếu và so sánh với kết quả mô phỏng (Hình 4.26) để có thể thấy rõ sự ổn định của phương pháp điều khiển khi có sự thay đổi về trọng tâm và khối lượng. Bảng 4-5 thể hiện sai số vị trí cụ thể sau một khoảng thời gian ngắn.



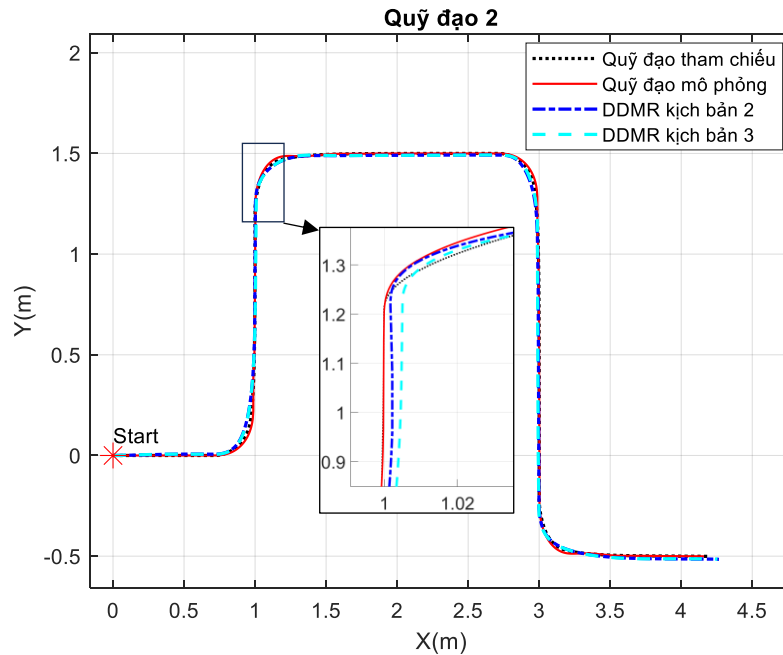
Hình 4.26 Kết quả DDMR theo quỹ đạo 1 (Kịch bản 2&3)

Bảng 4-5 Sai số vị trí giữa thực nghiệm và mô phỏng theo quỹ đạo 1

	Mô phỏng	Thực nghiệm kịch bản 2	Thực nghiệm kịch bản 3
Sai số vị trí sau 3 giây (m)	0.006	0.004	0.008

➤ **Quỹ đạo 2:** tương tự kịch bản 1

Kết quả thực nghiệm trong kịch bản 2 và 3



Bảng 4-6 Sai số vị trí giữa thực nghiệm và mô phỏng theo quỹ đạo 2

	Mô phỏng	Thực nghiệm kịch bản 2	Thực nghiệm kịch bản 3
Sai số vị trí đoạn đường thẳng sau 2 giây (m)	0.001	0.002	0.0025
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 1 (m)	0.015	0.03	0.032
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 2 (m)	0.016	0.014	0.01
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 3 (m)	0.015	0.015	0.02
Sai số lớn nhất đoạn cong 90 ⁰ số 4 (m)	0.014	0.022	0.023

4.4 Kết luận:

Phương pháp điều khiển quỹ đạo dựa trên 2TSM như đã thiết kế ở Chương 4 đã đáp ứng đầy đủ các yêu cầu đặt ra trong luận án, minh chứng trong cả mô phỏng và thực nghiệm. Cụ thể trong Bảng 4-1 Đáp ứng sai số vận tốc dài giữa các phương pháp- Bảng 4-6 Sai số vị trí giữa thực nghiệm và mô phỏng theo quỹ đạo 2 có thể thấy sai số của phương pháp điều khiển quỹ đạo dựa trên 2TSM thể hiện sự vượt trội

trong mô phỏng so với các phương pháp khác, hơn nữa, trong quá trình thực nghiệm, các kịch bản khác nhau được đưa ra nhằm thử thách sự bền vững của phương pháp điều khiển và đều đáp ứng như kỳ vọng.

KẾT LUẬN

Những nội dung nghiên cứu chính của luận án

Luận án tập trung nghiên cứu giải pháp nâng bậc cho mặt trượt phi tuyến để khắc phục hiện tượng chattering mà vẫn đảm bảo các ưu điểm là: bền vững trước các bất định và độ chính xác cao.

Trong Chương 2, luận án đã trình bày cơ sở lý thuyết của điều khiển trượt, tập trung phân tích ưu, nhược điểm các phương pháp điều khiển trượt truyền thống và các giải pháp loại bỏ chattering, từ đó quyết định chọn hướng giải quyết bằng cách nâng bậc cho mặt trượt TSM nhằm tận dụng những ưu điểm của mặt trượt này nhưng vẫn có thể tạo tín hiệu điều khiển mượt mà có thể ứng dụng trong thực tế trong các hệ cơ điện.

Chương 4 đã trình bày hoàn thiện từ cơ sở lý thuyết mặt trượt 2TSM đến thiết kế phương pháp điều khiển quỹ đạo và kết quả thực nghiệm để chứng minh hiệu quả bộ điều khiển.

Những đóng góp khoa học mới của luận án

Luận án có 2 đóng góp chính đó là:

- Thiết kế mặt trượt Terminal Sliding Mode bậc 2 hoàn chỉnh với các khả năng:
 - Loại bỏ chattering trong tín hiệu điều khiển
 - Vẫn giữ được tính bền vững của SMC
 - Trạng thái hội tụ về điểm cân bằng trong thời gian hữu hạn
 - Có thể tính toán được thông số bộ điều khiển
 - Có thể đo lường được thời gian đáp ứng trạng thái
- Thiết kế bộ điều khiển quỹ đạo (động lực học) cho hệ DDMR, trong đó xét đến các yếu tố bất định mô hình, nhiễu không xác định.

Trong các kết quả của luận án, có 02 điểm rất quan trọng mà chưa có nghiên cứu khác giải quyết được đó là: tính toán được thông số bộ điều khiển và đo lường được thời gian đáp ứng trạng thái của phương pháp 2TSM.

Hướng phát triển của luận án

Phát triển giải pháp hoàn chỉnh cho hệ thống xe lăn điện tự hành có thể di chuyển trong những khu vực trong khuôn viên quy định.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

1. **TNT Cao**, TB Pham, TN Nguyen, DL Vu, & NV Truong, 2024, *Second-Order Terminal Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of a Differential Drive Robot*. Mathematics, 12(17), 2657
2. **TNT Cao**, TB Pham, DH Tran, XL Gia, TN Nguyen and NV Truong, 2024, *Non-singular terminal sliding mode control for trajectory-tracking of a differential drive robot*. E3S Web of Conferences 496, 02005
3. Thanh Binh Pham, **TNT Cao**, Tan No Nguyen and Nguyen Vu Truong, 2025, *Adaptive Full Order Sliding Mode Control for Electrical Motor Drive*, International Conference on Energy, Infrastructure and Environmental Research (EIER 2025).
4. Dang-Phuc Tran, **TNT Cao**, Duc-Hieu Tran, Tan-No Nguyen and Nguyen-Vu Truong, 2025, *Electrical motor drive parameter estimation via higher order sliding mode control*, International Conference on Energy, Infrastructure and Environmental Research (EIER 2025).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Kate Delaney, MD, Thao Doan, MD, MPH, Michael Manguinao, DO, MPH , 2025, Wheelchair and Power Mobility for Adults, *American Academy of Physical Medicine and Rehabilitation*.
- [2] R. H. Wang, W. C. Miller, and K. M. Chan, 2014, Power wheelchair driving challenges in the community: a users' perspective, *Disability and Rehabilitation: Assistive Technology*, 9(1), tr. 70–75.
- [3] Xiang H, Chany AM, Smith GA, 2006, Wheelchair related injuries treated in US emergency departments, *Inj Prev*, 12(1), tr.8-11.
- [4] R. Fierro and F.L. Lewis, 1991, Control of a Nonholonomic Mobile Robot: Backstepping Kinematics into Dynamics, *Journal of Robotic Systems*, 14(3), tr. 149-163.
- [5] Caracciolo, L., de Luca, A., & Iannitti, 1999, Trajectory tracking control of a four-wheel differentially driven mobile robot, *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*.
- [6] Sun, S., 2005, Designing approach on trajectory-tracking control of mobile robot, *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, tr.81–85.
- [7] K. Maatoug, M. Njah and M. Jallouli, 2019, Electric Wheelchair Trajectory Tracking Control based on Fuzzy Logic Controller, *19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, tr.191-195.
- [8] A. Amrane and Y. Zennir, 2023, Trajectory Tracking Control of an Autonomous Electric Wheelchair Using Particle Swarm Optimization Based PID Controller, *11th International Conference on Systems and Control (ICSC), Sousse, Tunisia*, tr.731-736.
- [9] T. Fukao, H. Nakagawa, N. Adachi, 2000, Adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 16(5), tr. 609-615.
- [10] Shojaei, Khoshnam & Mohammad Shahri, Alireza & Tarakameh, Ahmadreza & Tabibian, Behzad, 2011, Adaptive trajectory tracking control of a differential drive wheeled mobile robot, *Robotica*, 29, tr.391-402.
- [11] Li, Z., Deng, J., Lu, R., Xu, Y., Bai, J., & Su, C.-Y, 2016, Trajectory-Tracking Control of Mobile Robot Systems Incorporating Neural-Dynamic Optimized Model Predictive Approach, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 46(6), tr.740–749.
- [12] Trujillo, Darwin & Morales, Luis & Chavez Garcia, Geovanny & Pozo, David, 2023, Trajectory Tracking Control of a Mobile Robot using Neural Networks, *Emerging Science Journal*, 7, tr.1843-1862.

- [13] Solea, R. & Filipescu, A. & Nunes, Urbano, 2009, Sliding-mode control for trajectory-tracking of a Wheeled Mobile Robot in presence of uncertainties, *7th Asian Control Conference*, tr.1701-1706.
- [14] BeloboMevo, B., Saad, M. R., & Fareh, R, 2018, Adaptive Sliding Mode Control of Wheeled Mobile Robot with Nonlinear Model and Uncertainties, *IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering (CCECE)*, tr.1-5.
- [15] Le Thi Thu Uyen, Trí Nguyễn, Mạnh Nguyễn, Đăng, Đậu, Nam, Tran Son, Đặng Phương, Hồ, 2024, Nâng cao chất lượng điều khiển bám quỹ đạo cho robot di động Nonholonomic trên cơ sở kết hợp điều khiển trượt và bộ quan sát trạng thái mở rộng, *Hội nghị Quốc gia lần thứ 27 về Điện tử, Truyền thông và Công nghệ Thông tin*.
- [16] Nguyễn Minh Đông, T. T. Ngo Manh, Đỗ Quang Hiệp, Bùi Văn Bắc, Chu Văn Vương, and Nguyễn Đức Thắng, 2022, Research dynamic surface control for four Mecanum wheeled mobile robot , *JMST, no. FEE, pp. 41–49*.
- [17] J. Yang, J. Kim, 1999, Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 15(3), tr. 578-587.
- [18] Lingrong, D., & Zhixiang, 2011, First Order Dynamic Sliding Mode Control for Wheeled Mobile Robots, *Innovative Computing and Information*, 373–381, 2011.
- [19] Abolfathnikranjbar, & Haidari, Masoud & Atai, Ali Asghar, 2018, Adaptive Sliding Mode Tracking Control of Mobile Robot in Dynamic Environment Using Artificial Potential Fields, *Journal of Computer and Robotics*, 11.
- [20] V. Utkin, 1977, Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(2), tr. 212-222.
- [21] V. I. Utkin, 1992, Sliding Modes in Control and Optimization, *Springer-Verlag*, Berlin,.
- [22] G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai, 1998, Chattering avoidance by second-order sliding mode control, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(2), tr. 241-246.
- [23] Arie.Levant, 2005, Homogeneity approach to high-order sliding mode design, *Automatica*, 41(5), tr.823-830.
- [24] Arie.Levant, 2007, Principles of 2-sliding mode design, *Automatica*, 43(4), tr.576–586.
- [25] Feng, Yong & Fengling, Han & Yu, Xinghuo, 2014, Chattering free full-order sliding-mode control, *Automatica*.

- [26] X. Yu, Y. Feng and Z. Man, 2021, Terminal Sliding Mode Control – An Overview, *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2, tr. 36-52.
- [27] Dorato, P, An Overview of Finite-Time Stability. In: Menini, L., Zaccarian, L., Abdallah, C.T. (eds), *Current Trends in Nonlinear Systems and Control*, tr. 185-194, 2006.
- [28] Edwards, C., & Spurgeon, S.K, 1998, *Sliding Mode Control: Theory And Applications* (1st ed.), CRC Press.
- [29] S. T. Venkataraman and S. Gulati, 1992, Control of Nonlinear Systems Using Terminal Sliding Modes, *American Control Conference*, tr. 891-893.
- [30] Yu, X., & Man, Z., 1996, Model reference adaptive control systems with terminal sliding modes, *International Journal of Control*, tr.1165–1176.
- [31] N. S. Nise, 2019, *Control Systems Engineering, USA: Wiley*.
- [32] Feng, Yong & Yu, Xinghuo & Man, Zhihong, “Non-Singular Adaptive Terminal Sliding Mode Control of Rigid Manipulators”, *Automatica*, 2002
- [33] Feng, Yong & Zhou, Minghao & Yu, Xinghuo & Fengling, Han, 2018, Full-Order Sliding-Mode Control of Rigid Robotic Manipulators: Full-Order Sliding-Mode Control. *Asian Journal of Control*. 21. 10.1002/asjc.1813.
- [34] Ferrara, A., Magnani, L., 2007, Motion Control of Rigid Robot Manipulators via First and Second Order Sliding Modes. *J Intell Robot Syst* 48, tr.23–36.
- [35] X. Du, X. Fang and F. Liu, 2019, Continuous Full-Order Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Systems With Matched and Mismatched Disturbances, *IEEE Access*, vol. 7, tr. 130970-130976,.
- [36] Chen, W. (2004). *The Electrical Engineering Handbook*.
- [37] Man Zhihong, A. P. Paplinski and H. R. Wu, "A robust MIMO terminal sliding mode control scheme for rigid robotic manipulators", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 12, pp. 2464-2469, 1994.
- [38] Man Zhihong and Xing Huo Yu, "Terminal sliding mode control of MIMO linear systems", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 11, pp. 1065-1070, 1997.
- [39] Mobayen, S., Tchier, F., & Ragoub, L., “Design of an adaptive tracker for n-link rigid robotic manipulators based on super-twisting global nonlinear sliding mode control”, *International Journal of Systems Science*, 48(9), 2017.
- [40] Bhat, S. P., & Bernstein, D. S., 1997, Finite-time stability of homogeneous systems, *Proc. American control conf*, tr. 1073–1078.
- [41] G. Dudek, M. Jenkin, 2010, *Computational principles of mobile robotics*, Cambridge University Press.

- [42] Choset, Howie & Lynch, K. & Hutchinson, S. & Kantor, George & Burgard, Wolfram & Kavraki, Lydia & Thrun, Sebastian, 2005, *Principles of Robot Motion: Theory, Algorithms and Implementation*, MIT Pres.
- [43] Kamper, Derek & Parnianpour, Mohamad & Barin, K & Adams, T & Linden, Maureen & Hemami, H, 1999, Postural stability of wheelchair users exposed to sustained, external perturbations, *Journal of rehabilitation research and development*, 36, tr.121-32.
- [44] Kończak, Michał & Kukla, Mateusz, 2024, Method for determining the center of gravity height in wheelchairs, *Journal of Applied Mathematics and Computational Mechanics*, tr. 43-53.
- [45] S. Kim, 2019, Moment of Inertia and Friction Torque Coefficient Identification in a Servo Drive System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(1), tr. 60-70.
- [46] Liu, Kan and Zi Qiang Zhu, 2017, Fast Determination of Moment of Inertia of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Design of Speed Loop Regulator, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, tr.1816-1824.
- [47] Feng, Yong et al, 2013, High-Order Terminal Sliding-Mode Observer for Parameter Estimation of a Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tr.4272-4280.
- [48] Y. Feng, J. Zheng, X. Yu, N. V. Truong, 2009, Hybrid Terminal Sliding-Mode Observer Design Method for a Permanent-Magnet Synchronous Motor Control System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9), tr. 3424-3431.
- [49] L. Yang, S. Pan, 2018, A Sliding mode control method for trajectory tracking control of wheeled mobile robot, *Journal of Physics: Conference Series*, tr. 26–28.
- [50] J. K. Lee, J. B. Park, Y. H. Choi, 2013, Tracking Control of Nonholonomic Wheeled Mobile Robot Based on New Sliding Surface with Approach Angle, in *Proc. 3rd IFAC Symposium on Telematics Applications*, 46, tr. 38-43.
- [51] R. L. S. Sousa, M. D. do Nascimento Forte, F. G. Nogueira, B. C. Torrico, 2016, Trajectory tracking control of a nonholonomic mobile robot with differential drive, *Proc. IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, tr.1-6.
- [52] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki, T. Noguchi, 1990, A stable tracking control method for an autonomous mobile robot, *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, tr. 384-389.
- [53] F. N. Martins, W. C. Celeste, R. Carelli, M. Silho, T. Bastos, 2008, An adaptive dynamic controller for autonomous mobile robot trajectory tracking, *Control Engineering Practice*, 16(11), tr.1354-1363.

- [54] H. Cen, B. K. Singh, 2021, Nonholonomic Wheeled Mobile Robot Trajectory Tracking Control Based on Improved Sliding Mode Variable Structure, *Wireless Communications and Mobile Computing*.
- [55] J. Huang, C. Wen, W. Wang, Z. P. Jiang, 2014, Adaptive output feedback tracking control of a nonholonomic mobile robot, *Automatica*, 50(3), tr. 821-831.
- [56] J. Zheng, H. Wang, Z. Man, J. Jin, M. Fu, 2015, Robust Motion Control of a Linear Motor Positioner Using Fast Non-singular Terminal Sliding Mode, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 20(4), tr. 1743-1752.
- [57] Z. Sun, H. Xie, J. Zheng, Z. Man, D. He, 2021, Path-following control of Mecanum-wheels omnidirectional mobile robots using nonsingular terminal sliding mode, *Mechanical Systems and Signal*.
- [58] N. Nguyen, B. Pham, T. Hoang, T. Nguyen, L. Nguyen and N. Truong, 2021, Efficient sensorless speed estimation of electrical servo drives using a full order nonsingular terminal sliding mode observer, *Mathematical Problems in Engineering*.
- [59] J. Y. Zhai, Z. B. Song, 2019, Adaptive sliding mode trajectory tracking control for wheeled mobile robots, *International Journal of Control*, 92(10), tr. 2255-2262
- [60] D. Chwa, 2004, Sliding-mode tracking control of nonholonomic wheeled mobile robots in polar coordinates, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 12(4), tr. 637-644.
- [61] Ferrara, A., & Magnani, L, 2006, Motion Control of Rigid Robot Manipulators via First and Second Order Sliding Modes, *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 48(1), tr.23–36.